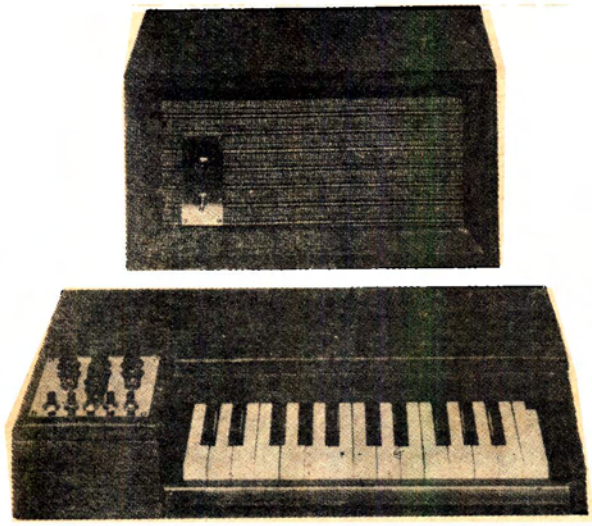
REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

VII FEIRA DA ELETRO ELETRÔNICA
PARQUE ANHEMBI-16 A 25 DE JULHO DE 1976

JUNHO 1976 N.º 338 Cr$ 10,00





Órgão Eletrônico de 6 Oitavas

Colaboração da RCA

O órgão eletrônico, objeto deste artigo, pode ser considerado um instrumento musical completo. Embora haja a restrição imposta pelo fato de só se poder tocar uma nota de cada vez, ele se presta magnificamente bem para instrumento de solo, ou instrumento lider com acompanhamento, especialmente com acompanhamento de piano.

Dentre os recursos oferecidos pelo órgão em apreço, distingue-se o controle variável de caráter tonal, que permite a simulação de sons de diversos instrumentos musicais que possuam uma gama de freqüências dentro da gama de 6 oitavas do órgão. A fig. 1 mostra a gama de freqüências do órgão e de diversos instrumentos. Os controles de volume e de profundidade do trêmolo possibilitam a geração de uma nota cheia e rica, característica do verdadeiro som de órgão.

Funcionamento

O diagrama em blocos da fig. 2 mostra o funcionamento do circuito desde o ponto em que a tecla é comprimida até a saída do som no alto-falante. Quando uma tecla é comprimida juntamente com um dos botões das oitavas, um dos 25 resistores em série usados para se obter a escala cromática e um dos 5 capacitores em série usados para a determinação das oitavas, ficam em conexão com o circuito básico de geração de tom (veja a fig. 3). Os tons são produzidos por Q3 e Q4. Os transistores Q1 e Q2 formam o oscilador de trêmolo e modulam em freqüência o tom produzido por Q3 e Q4, aplicando uma onda senoidal a eles de maneira que uma onda de pulso é produzida no terminal 7 e uma onda dente-de-serra no terminal 9. R6 controla a profundidade do trêmolo, enquanto que R14 é o controle de afinação.

As ondas de pulso e dente-de-serra são aplicadas ao pré-amplificador misturador, o qual altera o caráter do tom misturando as duas ondas em várias proporções. O diagrama esquemático do pré-amplificador misturador está mostrado na fig. 4. Os resistores R1 e R2 desse diagrama controlam a mistura das ondas de pulso e dente-de-serra, respectivamente. R5 é o controle principal de nível, que nos órgãos eletrônicos é comumente chamado de "swell".

A saída do pré-amplificador misturador é levada à entrada do amplificador, que se encontra alojado na caixa do alto-falante. Esse amplificador pode ser qualquer um que você tenha disponível, de preferência de 5 ou 10 watts, ou ainda a saída do pré-amplificador pode ser injetada em qualquer sistema de som já instalado.

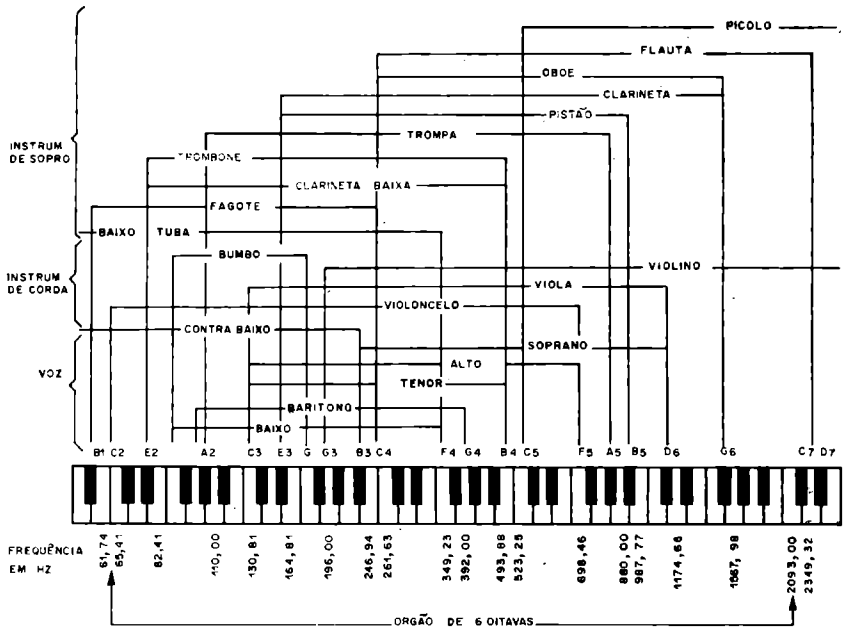


Figura 1

Gama de freqüências do nosso órgão em comparação com a gama de freqüências de outros instrumentos.

A alimentação do órgão (circuito gerador de tom e pré-amplificador) pode ser feita por qualquer fonte de alimentação que forneça 20 V CC, bem filtrados e, de preferência, regulados.

Construção

O principal fator determinante do tamanho e do aspecto do órgão é o sistema de teclado utilizado e o tamanho deste. No nosso caso utilizamos um teclado de piano de brinquedo, sendo que a fonte de alimentação, o regulador e o amplificador foram combinados em um único chassi e este foi instalado na caixa do alto-falante.

As placas, com respectiva furação e localização de componentes para os diversos circuitos do órgão eletrônico, estão mostradas nas figs. 5 a 8.

A fig. 9 mostra a localização das placas junto ao teclado; a fig. 10 mostra a parte do circuito que se encontra instalada na caixa do alto-falante.

Sistema mecânico do teclado

O sistema de comutação ou de operação mecânica do teclado pode ser melhor compreendido analisando-se as figs. 11 e 12.

O teclado que mostramos na fig. 11 foi removido intacto de um piano de brinquedo. Foi feito um orifício na extremidade de cada tecla plástica, sendo a ele preso um espaçador rosqueado, de 2 centímetros, do tipo comercialmente usado para espaçamento de placas de circuito impresso; a instalação do espaçador está mostrada na fig. 12. À extremidade livre do espaçador é preso, por meio de parafuso, um pedaço de fio de bronze fosforoso; para garantir bom contacto convém soldar o fio à cabeça do parafuso (foi usado o fio de bronze fosforoso devido ao fato de apresentar uma razoável ação de mola).

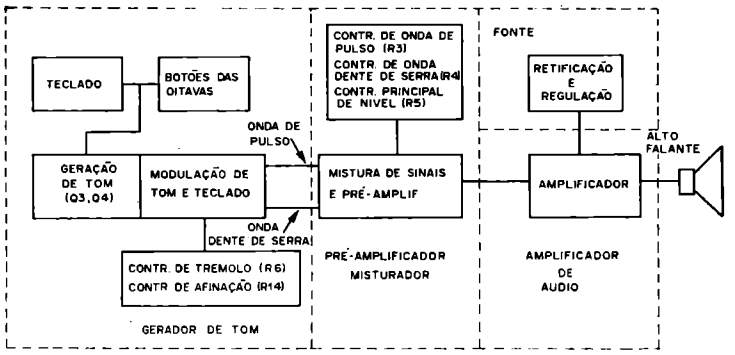


Figura 2

Diagrama em blocos do órgão.

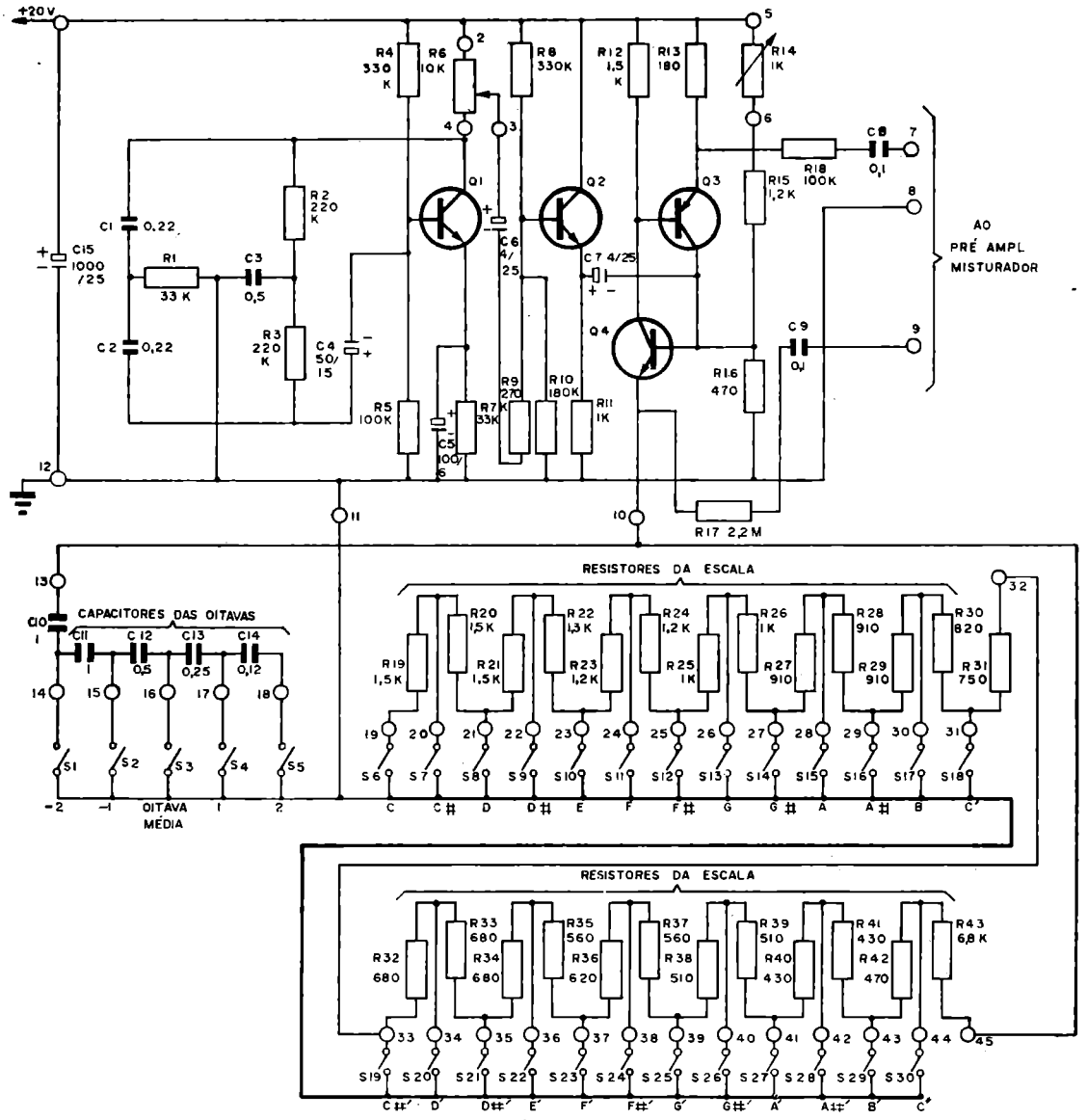


Figura 3

Diagrama esquemático do gerador de tom do órgão.

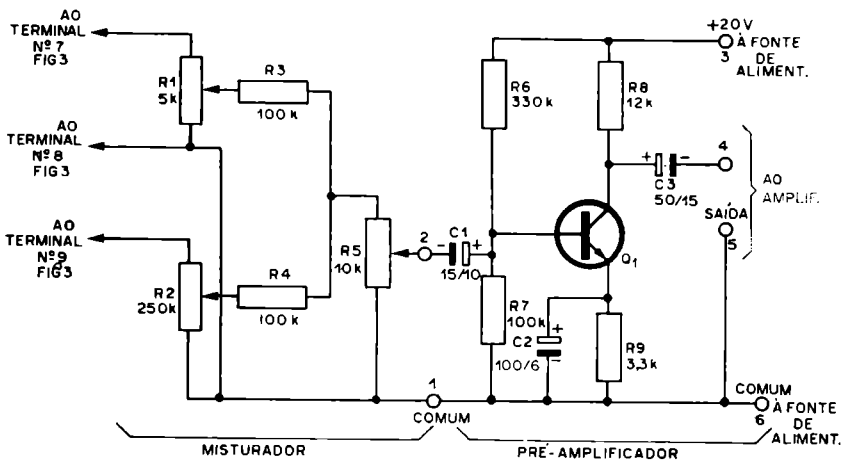


Figura 4

Diagrama esquemático do pré-amplificador misturador.

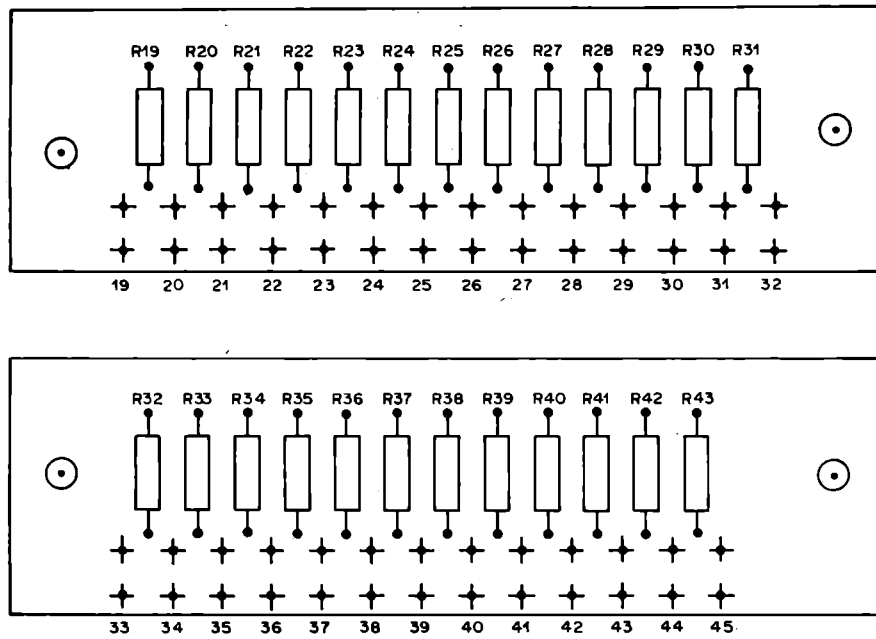


Figura 5

Localização dos resistores do gerador de tom e furação das placas (tamanho natural).

Quando a tecla é comprimida o fio de bronze faz contacto com a barra ônibus terra, de metal rígido, mostrada nas figs. 9 e 11. A barra ônibus (feita de uma tira rígida de latão) está representada esquematicamente na fig. 3. Quando o fio toca a barra ônibus o resultado é que se fecha uma das chaves mostradas na fig. 3, sendo gerada a nota correspondente. Quando se solta a tecla, o fio de contacto volta à sua posição normal e a chave fica aberta.

As chaves das oitavas são contituídas por botões de pressão do tipo de campainha, com contactos normalmente abertos. Embora este tipo de botão também possa ser usado no lugar das teclas, isto irá dificultar a execução do instrumento e tornará seu aspecto menos atraente.

Tanto a caixa do teclado como a do alto-falante foram construídas com madeira compensada de 12 milímetros de espessura. Especial cuidado deverá ser dispensado à construção da caixa do alto-falante,

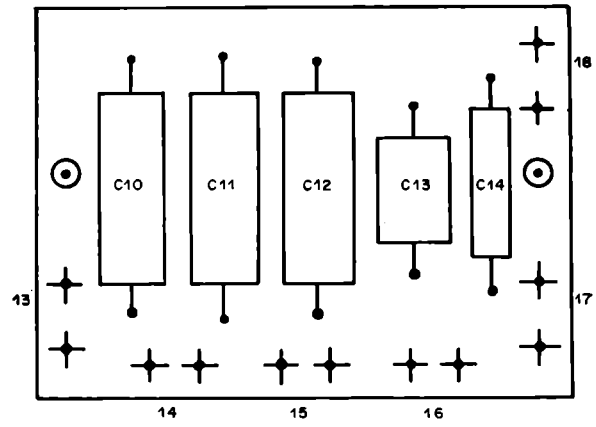


Figura 6

Localização dos capacitores do gerador de tom e furação da placa (tamanho natural).

cujas junções deverão ser coladas e parafusadas a fim de se evitarem vibrações indesejáveis.

Considerações gerais

No protótipo foi adotado o sistema de montagem dos componentes em placas de fenolite, efetuando-se a interconexão dos mesmos na parte inferior das placas.

Note que nos desenhos das placas os orifícios estão representados por pontos, cruzes e círculos com pontos no centro. Esses símbolos correspondem aos seguintes diâmetros dos orifícios:

pontos = orifícios com 1 mm de diâmetro;
cruzes = orifícios com 1,2 mm de diâmetro;
círculos com pontos no centro = orifícios com 3 mm de diâmetro.

Evidentemente, aqueles que assim o preferirem poderão

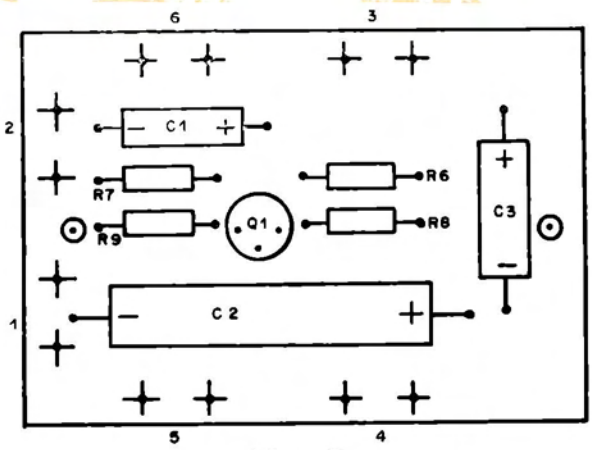


Figura 7

Localização dos componentes e furação da placa do pré-amplificador misturador.

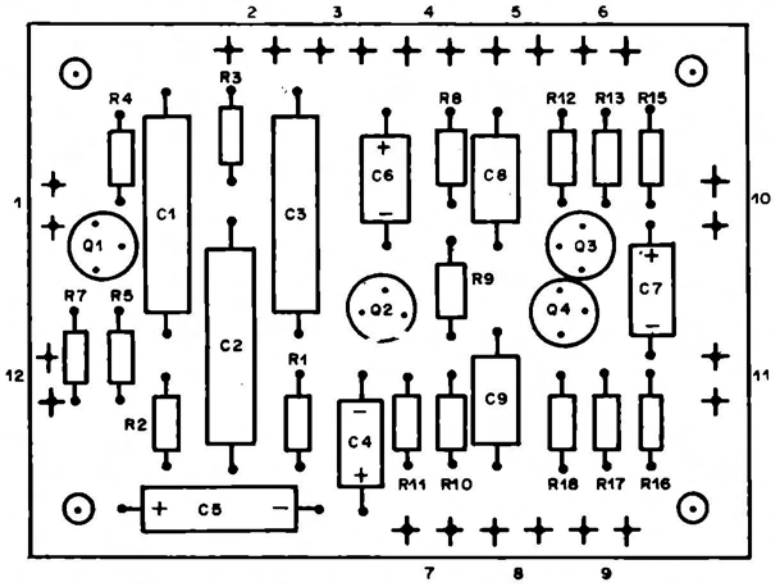


Figura 8

Localização dos componentes e furação da placa do circuito gerador de tom (tamanho natural).

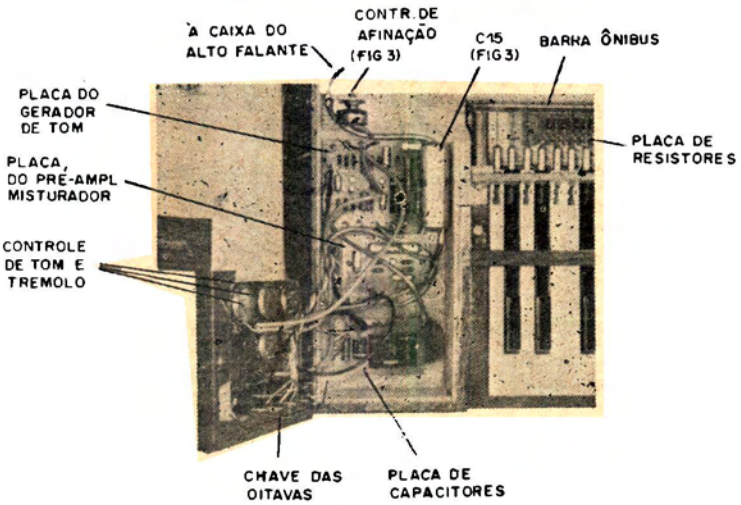


Figura 9

Sugestão de localização do circuito junto ao teclado.

fazer as montagens em placas de circuito impresso, placas essas cujo projeto não apresentará dificuldades àqueles que possuam uma certa prática. Aliás, não aconselhamos a montagem do órgão por aqueles que ainda não possuam experiência suficiente, pois, embora se trate de um circuito relativamente simples, sua realização prática requer uma boa dose de engenhosidade por parte do montador, a fim de contornar eventuais dificuldades, principalmente no que diz respeito à parte mecânica (teclado, chaves, etc.).

Julgamos oportuno lembrar ao leitor menos atento que este órgão só toca uma nota por vez, destinando-se portanto a solos e não a acompanhamentos ou acordes.

Ajustes

A melhor maneira de se afinar o órgão é por meio da comparação com outro instrumento bem afinado, como por exemplo um piano. O controle de afinação é constituído por R14 da fig. 3, que também está identificado na fig. 9. Alguns outros pequenos ajustes nos valores dos componentes poderão ser necessários (devido às variações normais de tolerância), a fim de se conseguir uma afinação perfeita.

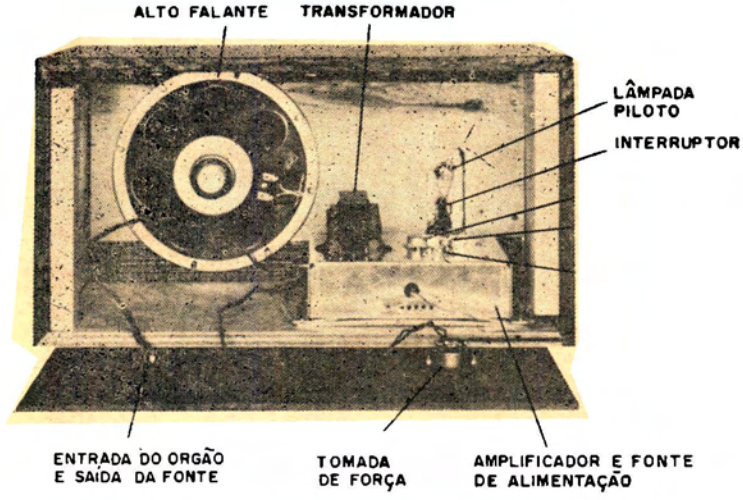


Figura 10

Localização de componentes na caixa do alto-falante.

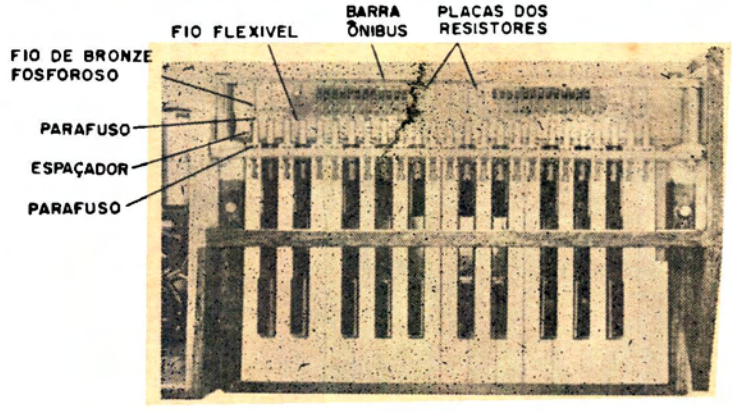


Figura 11

Aspecto do teclado usado no protótipo.

Uma vez conseguida a afinação do órgão esta permanecerá inalterada por um período de tempo praticamente indefinido.

Lista de componentes do diagrama esquemático da fig. 3

C1, C2 — 0,22 μF — 25 V ou mais — papel
C3, C12 — 0,5 μF — 25 V ou mais — papel
C4 — 50 μF — 15 V — eletrolítico
C5 — 100 μF — 6 V — eletrolítico
C6, C7 — 4 μF — 25 V — eletrolítico
C8, C9 — 0,1 μF — 25 V ou mais — papel
C10, C11 — 1 μF — 25 V ou mais — papel
C13 — 0,25 μF — 25 V ou mais — papel
C14 — 0,12 μF — 25 V ou mais — papel
C15 — 1 000 μF — 25 V — eletrolítico
Q1, Q2, Q4 — transistor RCA SK3020
Q3 — transistor RCA SK3005
R1 — 33 kΩ — 1/2 W — 10%
R2, R3 — 220 kΩ — 1/2 W — 10%
R4, R8 — 330 kΩ — 1/2 W — 10%
R5, R18 — 100 kΩ — 1/2 W — 10%
R6 — potenciômetro — 10 kΩ — linear
R7 — 3,3 kΩ — 1/2 W — 10%
R9 — 270 kΩ — 1/2 W — 10%
R10 — 180 kΩ — 1/2 W — 10%
R11 — 1 kΩ — 1/2 W — 10%
R12 — 1,5 kΩ — 1/2 W — 10%
R13 — 180 Ω — 1/2 W — 10%
R14 — potenciômetro — 1 kΩ — linear (pode ser usado do tipo comum ou tipo "trimpot")
R15 — 1,2 kΩ — 1/2 W — 10%
R16 — 470 Ω — 1/2 W — 10%
R17 — 2,2 MΩ — 1/2 W — 10%
R19, R20, R21 — 1,5 kΩ — 1/2 — 5%
R22 — 1,3 kΩ — 1/2 W — 5%

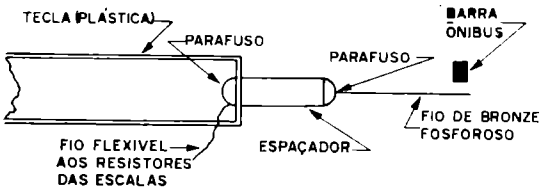


Figura 12

Detalhe da tecla usada no protótipo.

R23, R24 — 1,2 kΩ — 1/2 W — 5%

R25, R26 — 1kΩ — 1/2 W — 5%

R27, R28, R29 — 910 Ω — 1/2 W — 5%

R30 — 820 Ω — 1/2 W — 5%

R31 — 750 Ω — 1/2 W — 5%

R32, R33, R34 — 680 Ω — 1/2 W — 5%

R35, R37 — 560 Ω — 1/2 W — 5%

R36 — 620 Ω — 1/2 W — 5%

R38, R39 — 510 Ω — 1/2 W — 5%

R40, R41 — 430 Ω — 1/2 W — 5%

R42 — 470 Ω — 1/2 W — 5%

R43 — 6,8 kΩ — 1/2 W — 5%

S1 a S5 — interruptores tipo botão de campainha, com contactos normalmente abertos

S6 a S30 — teclado de piano ou interruptores tipo botão de campainha, com contactos normalmente abertos

Lista de componentes do pré-amplificador misturador (diagrama esquemático da fig. 4)

C1 — 15 μF — 10 V — eletrolítico

C2 — 100 μF — 6 V — eletrolítico

C3 — 50 μF — 15 V — eletrolítico

Q1 — transistor RCA SK3020

R1 — potenciômetro — 5 kΩ — linear

R2 — potenciômetro — 250 kΩ — linear

R3, R4, R7 — 100 kΩ — 1/2 W — 10%

R5 — potenciômetro — 10 kΩ — linear

R6 — 330 kΩ — 1/2 W — 10%

R8 — 12 kΩ — 1/2 W — 10%

R9 — 3,3 kΩ — 1/2 W — 10%

Ω

MOTOROLA
Semicondutores

DIODOS — TRANSISTORES — SCR — CIRCUITOS INTEGRADOS

RETIFICADORES DE 3 A — 100-1000 V — MR501-510

RETIFICADORES DE 6-22 A — 100-600 V — MR751-756

SCR PLÁSTICOS 8 A — 600 V — 2N4444

SCR PLÁSTICOS 12 A — 400 V — 2N6397

tes técnica semicondutores

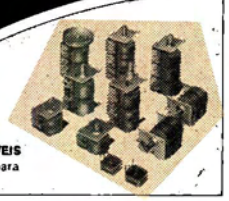
RUA MADEIRA, 28 — FONE: 228-0224 — SÃO PAULO — BRASIL

TECNOLOGIA DOUGLAS, UMA PEÇA INSUBSTITUÍVEL NOS CIRCUITOS DE QUALIDADE.

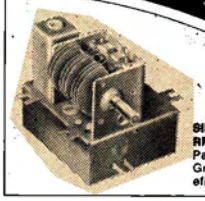
Aqui está parte do que a Douglas vem produzindo, há duas gerações. Produtos que todos os engenheiros brasileiros conhecem e confiam. Produtos consagrados, mas em constante desenvolvimento. Douglas: recursos, técnica e experiência para fazer o melhor.

Peças garantidas por uma indústria de 15.000 m², com 600 funcionários especializados, 80 engenheiros e técnicos.

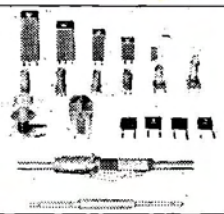
estamparia, tornearia, ferramentaria, galvanoplastia e toda a maquinaria própria. Douglas, uma indústria totalmente autônoma, verticalmente integrada inclusive nos setores básicos da produção.



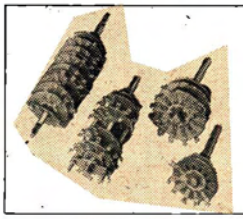
CAPACITORES VARIÁVEIS
De uma a oito seções para AM, FM e AM-FM.



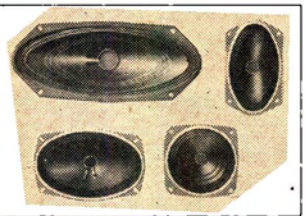
SINTONIZADORES DE RF, FM, AM-FM
Para circuitos transistorizados. Grande seletividade e eficiência.



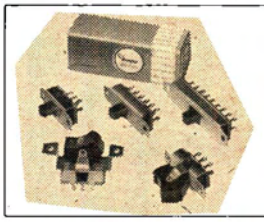
BOBINAS - INDUTORES
Todos os modelos para rádio, TV e comunicações.



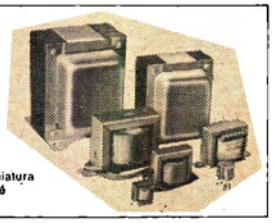
CHAVES COMUTADORAS ROTATIVAS
Tamanho standard, miniatura e subminiatura.



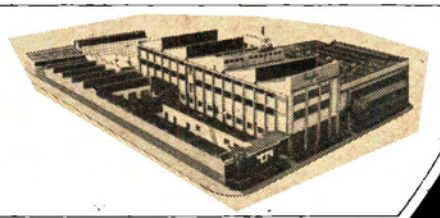
ALTO FALANTES
Alta eficiência magnética, incomparável confiabilidade.



CHAVES COMUTADORES LINEARES E DE BALANÇO
De 2, 3 e 4 posições com diferentes possibilidades de comutação.



TRANSFORMADORES
Desde os tipos subminiatura para rádio de bolso até os de 1 kwa para TV.



Douglas RADIOELÉTRICA S.A.
Rua Melo Peixoto, 161
Tels.: 295-0722 PBX - 296-0084 Vendas
Telex (011) 22101 DRAD
Telegramas: BOBINAS - Caixa Postal: 7755
São Paulo - Brasil

RETENÇÃO DIGITAL EM OSCILOSCÓPIOS

*Gale Salmon**

A técnica de retenção digital constitui agora, em muitas aplicações, uma alternativa viável do tubo retentor de visão direta, como o elemento chave de um osciloscópio de retenção. O presente artigo descreve as bases da estruturação e desenho do novo modelo OS4000, da Gould Advance (Inglaterra). Este é o primeiro instrumento existente no mercado que inclui retenção digital em um osciloscópio de tipo convencional, de tal maneira que torna possível manter a facilidade de uso e, ao mesmo tempo, tirar partido das vantagens de técnicas novas.

Sinais normais e sinais retidos

Na fig. 1 vê-se o diagrama em blocos das trajetórias de um sinal dentro de um osciloscopio com um só canal. O sinal de deflexão Y recebido é amplificado ao grau necessário para excitar as placas de deflexão Y do tubo de raios catódicos. Um sinal de disparo, proveniente da trajetória do sinal Y, ou provocado externamente, se tiver sido selecionado, dá início a cada exploração do dispositivo de tempo-base que excita as placas defletoras.

Se o tempo-base for disparado, ao invés de ser sincronizado, inclui-se no sistema um biestável para controlar o gerador de rampa. Um impulso de disparo aciona o biestável para iniciar a rampa. Quando o extremo da rampa é atingido, o biestável repõe-se automaticamente a zero, a rampa retrocede para a sua posição original e o sistema espera pelo próximo disparo. Se o instrutrumento incluir facilidades de ação monocurso ("single shot"), o sinal de saída de um biestável adicional impede a emissão de sinais de disparo até que o biestável seja escorvado por acionamento do botão "arm" (armador). O próprio sinal de disparo inicia um movimento de varredura que restabelece o biestável monocurso, impedindo assim varreduras repetitivas.

Na fig. 2 vêem-se as secções adicionais introduzidas no OS4000 para possibilitar a retenção digital. Uma trajetória alternativa conduz o sinal Y através de um conversor analógico-digital. A resultante informação digital em código binário, proveniente de amostras tiradas a um ritmo regular, é retida num retentor digital. Quando é necessário, estas informações são reclamadas no retentor e passadas através de outro conversor digital-analógico para reconstituir a forma de onda original, que é em seguida aplicada ao amplificador de saída Y. A função do controle lógico consiste em ordenar a seqüência das informações que entram e saem do retentor e iniciar a ação de varredura do tempo-base quando a informação sai do retentor.

O conversor analógico-digital tem um sistema a 8 bits capaz de dar uma resolução escalonada em 256 passos na direção Y, isto é, menos de 0,4 mm por passo escalonado, numa tela de 8 cm. O retentor de 8 $\times$ 1 024 bits retém 1 024 amostras em cada varredura, isto é, cerca de 100 amostras em cada centímetro da tela de 10 cm, ou 10 amostras por

* da Gould Advance Limited

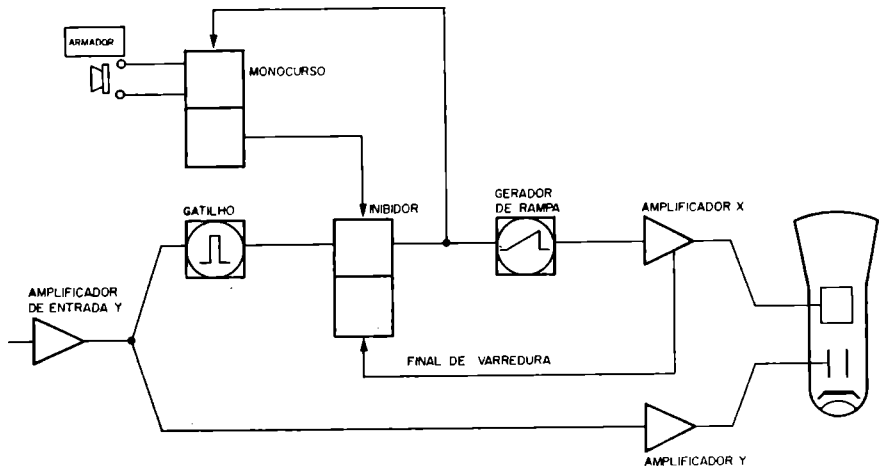


Figura 1

Diagrama em blocos mostrando as trajetórias do sinal dentro de um osciloscópio mono-canal de tipo convencional.

centímetro se a área de visualização for aumentada. O conversor analógico-digital funciona a um ritmo máximo de amostragem de aproximadamente 2 MHz, permitindo uma reconstituição compreensível de sinais Y até 500 kHz (quatro amostras por ciclo), ou seguir um passo escalonado com um tempo de ascenção de 0,5 μs.

Ciclo de impressão

A estrutura do controle lógico está explicada em detalhes na fig. 3, mostrando o sistema de circuitos associados com a entrada de dados no retentor.

O conversor analógico-digital funciona continuamente ao ritmo de amostragem de 2 MHz. Ao receber um sinal de disparo, o biestável' é automaticamente regulado para permitir a entrada de crono-impulsos no contador de endereço. Se o dispositivo divisor for regulado a +1, os dados provenientes de cada amostra digital sucessiva dão entrada em sucessivos endereços do retentor. Quando o contador de endereços é automaticamente reposto a zero, cada um dos endereços já se encontra cheio, e o biestável se desarma para impedir a entrada de mais dados. Este ciclo é semelhante à varredura de um tempo-base convencional, equivalente a 50 μs/cm (1 000 passos escalonados a 2 MHz para 10 cm de tela).

Para obter ritmos mais lentos de varredura de impressão, fazem-se passar os crono-impulsos através de um dispositivo divisor antes de serem transmitidos ao contador de endereços, prolongando assim correspondentemente o tempo requerido para re-encher o retentor. Assim, o controle tempo/cm seleciona o grau de divisão do dispositivo divisor e, se for selecionado o grau má-

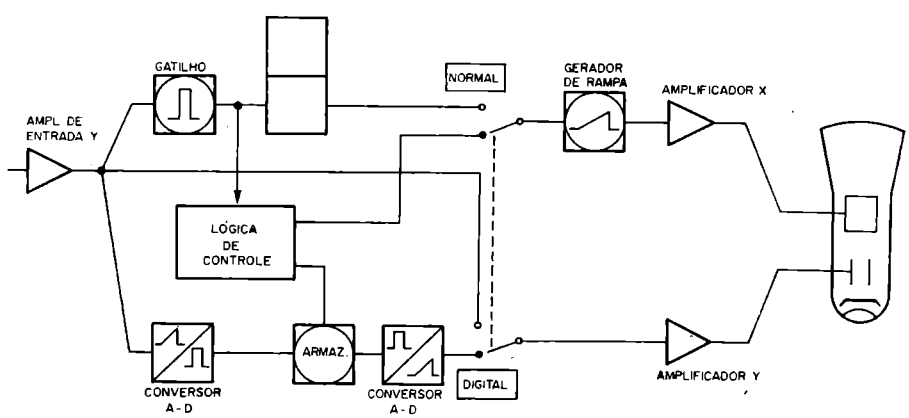


Figura 2

Diagrama mostrando as secções adicionais introduzidas no OS4000 para possibilitar a retenção digital.

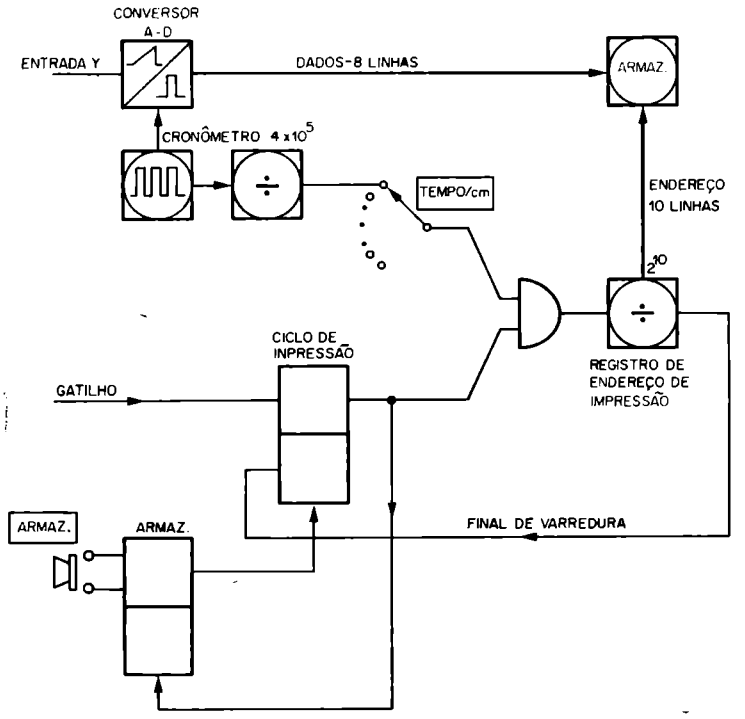


Figura 3

O detalhe do controle lógico foi ampliado para mostrar o conjunto de circuitos associados com a entrada de dados para o retentor.

ximo de 4 × 10^5, o ritmo de varredura é aproximadamente de 20 s/cm, ou seja 200 s para um movimento completo.

Neste modo de operação, os dados mantidos no retentor são atualizados ou "refreshed" por sucessivos sinais de disparo. Quando se carrega no botão "store", o biestável a ele associado permite apenas uma única varredura da entrada de dados no retentor, e os dados ficam retidos para visualização permanente, sem serem afetados por subseqüentes sinais de disparo.

Ciclo de leitura

Na fig. 4 vê-se a parte do controle lógico que está associada com a função de leitura de dados reclamados ao retentor e com a reconstituição da forma de onda. Um registrador de endereços explora continuamente as células compartimentadas do retentor, em seqüência e a uma velocidade cronométrica fixa. As informações digitais, recuperadas do retentor pela mesma seqüência em que entraram, acionam um conversor digital-analógico que reconstitui a forma de onda original, mas num ciclo continuamente repetido a uma freqüência fixa, independentemente da velocidade a que foi registrada. O impulso inicial do ciclo de leitura é proveniente do registrador de endereços e cada impulso alternado é usado para iniciar uma varredura do tempo-base. Esta varredura é cronometrada para incluir um ciclo de leitura de reclamação de dados e o ciclo seguinte corresponde a um tempo-morto para o período de retrocesso à posição de origem.

As secções "leitura" e "impressão" estão combinadas dentro do controle lógico para entrelaçar as duas funções. Os circuitos que ligam o controle de endereços ao retentor podem ser ligados ao contador de endereços, quer para leitura, quer para impressão. À velocidade mais rápida de impressão (50 μs/cm), o retentor segue o registrador-impressor de endereços durante um ciclo completo de varredura de impressão, logo a seguir ao disparo. Quando o ciclo de impressão termina, o controle de endereços no retentor é ligado para o contador-leitor de endereços, gerando assim a visualização, até que o sinal seguinte de disparo comute novamente o sistema para a impressão. Um sistema de bloqueio automático impede que esta comutação ocorra durante os dois primeiros ciclos de leitura, a fim de manter uma imagem razoavelmente brilhante na presença de rápidos sinais de disparo.

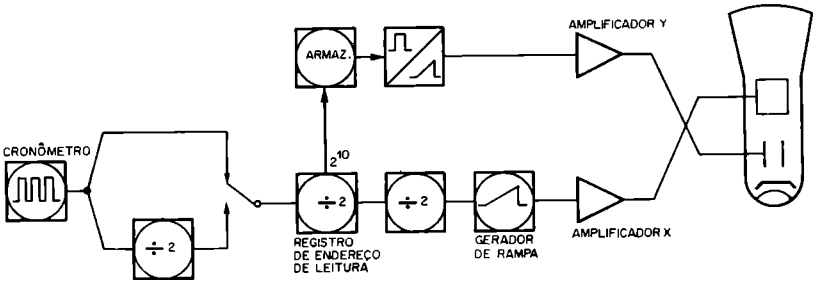


Figura 4

Diagrama mostrando a parte do controle lógico que está associada com a leitura de dados reclamados ao retentor e subseqüente reconstituição da forma de onda.

Em todas as velocidades mais baixas de impressão, o controle de endereços para o retentor está ligado para o endereço "impressão", permitindo a entrada contínua de dados durante um período cronométrico cada vez que um impulso escalonado é emitido pelo divisor. Em seguida o controle de endereços é comutado para o endereço "leitura", até que o registrador de impressão seja ativado novamente. O contador de endereços "leitura" está regulado para a metade da velocidade do cronômetro e a cronometragem relativa está regulada de maneira a que os ciclos de impressão apareçam entre dois ciclos de leitura. Este entrelaçamento de impressão e leitura permite que os dados sejam reclamados do retentor a uma velocidade fixa e contínua, independentemente de qualquer ciclo de impressão que esteja simultaneamente em progresso a qualquer velocidade.

A resultante vantagem, como se vê na tela, é uma visualização ("display") contínua e isenta de tremulação dos dados acumulados no retentor, apesar das baixas velocidades de varredura de impressão, ou baixos ritmos de disparo a velocidades de varredura altas ou baixas.

Facilidades de imobilização

Além das facilidades de retenção descritas acima, cuja função é semelhante à de um ciclo monocurso num osciloscópio convencional, o instrumento dispõe ainda de um dispositivo de bloqueio em sobreposição, aplicável à informação acumulada no retentor. Isto permite imobilizar ou "congelar" a visualização em qualquer momento. O instrumento pode então ser usado no modo normal como um osciloscópio convencional, mas com a possibilidade de recuperar a visualização original, sempre que seja necessário. Uma característica ainda com maior interesse é a possibilidade de bloquear amostras alternadas no retentor. O efeito resultante é a retenção de uma forma de onda e a visualização sobreposta da forma de onda corrente, cada uma a metade da densidade normal de amostragem X. Isto permite a comparação direta de formas de onda "antes" e "depois", o que é extremamente útil durante operações de desenvolvimento ou ajuste de circuitos.

Visualização em "rolling" e visualização pré-disparo

Na secção precedente descreveu-se o modo "refreshed" de operação de controle lógico, que é semelhante ao de um osciloscópio de retenção de tipo convencional, no sentido que reage a um sinal de disparo dando início a um ciclo de impressão ou exploração de tempo-base. A visualização resultante corresponde a acontecimentos ocorrendo durante um período a seguir ao disparo. O controle lógico assegura que o registro de endereços de impressão começa em zero no início da cada varredura e, correspondentemente, o tempo-base da visualização é iniciado na posição "zero" do registro de endereços de leitura operando em ciclos contínuos.

No que é denominado o modo "roll", o registro de endereços de impressão é continuamente escalonado ao ritmo determinado pelo contador de filas. Assim, o retentor contém sempre um ciclo completo de história retrógrada. Como, previamente, o registro de endereços de leitura é escalonado continuamente à metade do ritmo cronométrico, de maneira que explora o retentor, na maior parte das filas, mais rapidamente do que o registro de endereços de impressão. Os dois endereços são comparados por um comparador digital e a cada sinal de coincidência é desencadeada a varredura de tempo-base, para que a visualização mostre o correto ciclo de forma de onda reconstituída.

A visualização resultante apresenta um movimento contínuo para a esquerda, sendo simultaneamente atualizada do lado direito. O aspecto é semelhante ao observado através de uma tela de 10 cm sobre um registrador de banda gráfica, em que o estilete escreve a partir da direita da tela. Esta forma é particularmente útil quando se observam acontecimentos de movimento lento, tais como sinais eletro-cardíacos. Não há perda de continuidade da visualização durante o retorno do tempo-base convencional e a cobertura realizada pelo contador de filas permite velocidades de varredura muito lentas, podendo descer até 20 s/cm (mais de 3 minutos por exploração), o que normalmente não se encontra num osciloscópio usual.

Se aparecer na tela um acontecimento de especial interesse, a visualização pode ser imobilizada manualmente por meio do botão de bloqueio descrito atrás, que faz parar a entrada de dados para o retentor. Além disso, o controle lógico permite que, se o botão "retenção" (store) for acionado no modo "roll", o processo de impressão pode ser parado por um sinal de disparo. A resultante visualização de dados retidos representará então todos os acontecimentos explorados até ao momento do sinal de disparo, em contraste com a visualização de uma exploração de acontecimentos após-disparo obtida no modo "refreshed".

No modo "roll" é possível obter úteis estados intermediários entre os dois extremos,

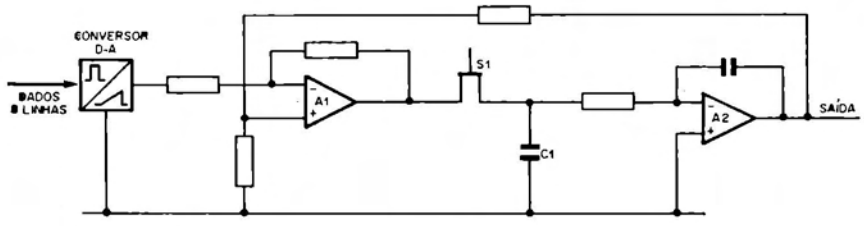


Figura 5

Diagrama mostrando o circuito junta-pontos inserido a seguir ao conversor digital-analógico.

deixando a visualização prosseguir durante uma parte da exploração, depois de ter sido recebido o sinal de disparo, mas antes da impressão parar. Em tal caso, a visualização envolve o ponto de disparo que, para facilidade de identificação, é assinalado por um ponto mais brilhante no traço impresso. A proporção pré-disparo que se deseje visualizar pode ser selecionada a 1/4, 1/2 ou 3/4 do ciclo de exploração. Isto é conseguido por bloqueio, dentro de um retentor suplementar, da posição do registro de endereços de impressão quando é recebido o disparo. Este endereço bloqueado é, subseqüentemente, comparado com o endereço de impressão quando a exploração prossegue novamente, mas os dois dígitos mais significativos aparecem modificados para detectar a necessária diferença de 1/4, 1/2 ou 3/4 de exploração, antes de parar a entrada de novos dados.

Crê-se que este modo de operação será particularmente útil em muitas aplicações em que seja necessário ver como um fenômeno transiente evolui, muito embora só possa ser detectado quando atinge um pico. Em aplicações mais simples não é necessário saber se um sinal transiente começou numa direção positiva ou negativa, para se ter a certeza de o ter capturado completamente. Embora o modo "roll" em si mesmo só seja de utilidade em baixas velocidades de exploração, a visualização de dados retidos pré-disparo em modo "roll" pode ser útil a todas as velocidades de exploração.

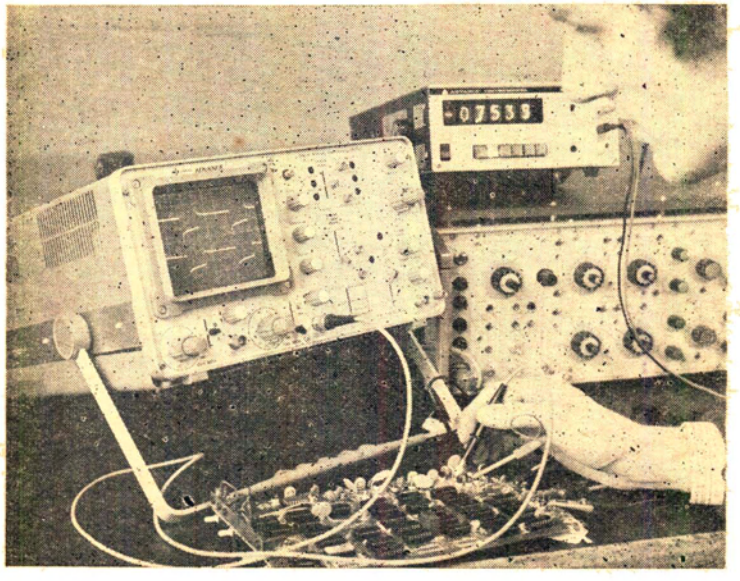


Figura 6

O osciloscópio de retenção digital OS4000.

Limitações de amostragem e junção de pontos

Exceto no modo normal de operação, o OS4000 depende essencialmente de um sistema de amostragem para detectar e reconstituir a forma de onda de entrada. Isto não constitui qualquer problema quando o sinal de entrada muda apenas lentamente em relação ao ritmo de amostragem, mas pode causar confusão se os componentes da freqüência de entrada se aproximarem da freqüência de amostragem. Por exemplo, se houver sincronismo entre uma entrada senoidal de 100 kHz e um ritmo de amostragem a 1 MHz, as amostras seriam tiradas aos mesmos níveis em todos os ciclos de entrada. Como resultado, a saída do conversor digital-analógico seria de dez níveis repetidos. Com uma densidade cerrada de amostragem na direção X, a visualização apareceria como dez linhas horizontais, se se aplicasse na tela uma estrutura ponteada.

Para evitar tal confusão e obter uma visualização que se

assemelhe mais ao sinal contínuo de entrada, o conversor digital-analógico é seguido por um circuito junta-pontos, representado esquematicamente na fig. 5. O interruptor S1, de tipo FET (transistor por efeito de campo), funciona ao ritmo escalonado do conversor digital-analógico. O amplificador A1 detecta qualquer erro ocorrido entre a saída final e a saída do conversor digital-analógico. O ganho do amplificador está regulado de tal maneira que a tensão acumulada em C1, enquanto S1 está momentaneamente fechado, é suficiente para propulsionar o sinal de saída do amplificador-integrador A2, corrigindo o erro na parte restante do período.

A visualização resultante é apresentada sob a forma de uma série de linhas retas, unindo os sucessivos níveis de tensão.

Apesar desta junção de pontos, deve-se ter em mente que o sistema pode sofrer efeitos enganadores quando a freqüência de entrada se aproxima muito, quer por excesso, quer por defeito, do ritmo de amostragem. Embora o OS4000 possa ser utilizado com uma largura de faixa de 10 MHz no modo normal, não pode, porém, manipular sinais acima de 400 kHz através da trajetória digital, mesmo na gama de 50 μs/cm.

Visualização em canal duplo

A descrição precedente se refere à operação do OS4000 como um osciloscópio de um só canal. Na realidade, é um instrumento de dois canais, usando um sistema convencional de comutação de feixe direcional no modo normal de operação.

Para operação com feixe duplo nos modos digitais, a comutação direcional é alternada entre canais ao ritmo de amostragem a que os dados são impressos no retentor. Assim, endereços alternados no retentor contêm dados do Canal 1 e do Canal 2. Correspondentemente, explorações de leitura são feitas alternadamente em todos os endereços ímpares, e as formas da onda do Canal 1 e do Canal 2 são reconstituídas em explorações alternadas. Um modo semelhante de visualização é utilizado para visualizações mono-canal, quando amostras alternadas tiverem sido bloqueadas para um efeito simultâneo de retenção e de traços atualizados. A operação deste bloqueio alternado no modo de duplo-canal, tem por efeito dar retenção apenas num dos canais.

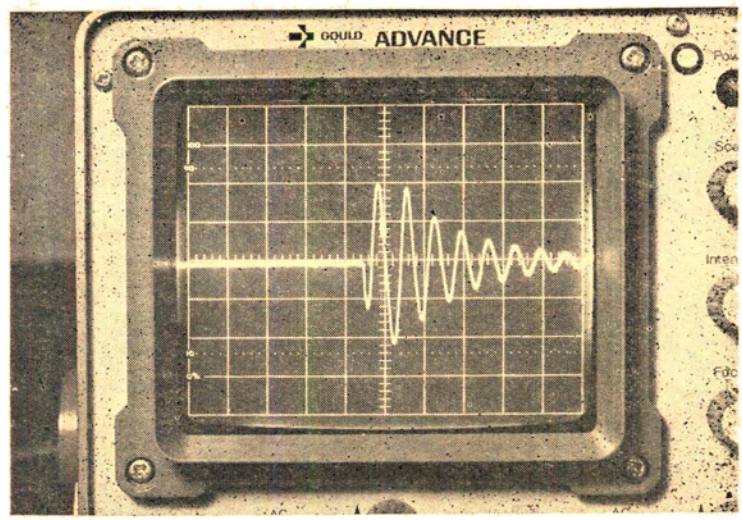


Figura 7

Forma de onda transiente conservada no retentor com 50% de informação pré-disparo e 50% post-disparo, vendo-se claramente a marca brilhante do ponto de disparo.

Conclusão

O OS4000 é um "casamento feliz" do osciloscópio com as técnicas correntes de retenção digital.

O instrumento resultante é tão fácil de utilizar como qualquer osciloscópio de tubo de retenção, mas supera muitas das limitações deste, tais como a qualidade de imagem, o limitado tempo de retenção e o alto custo de aquisição em virtude do elevado preço do tubo. Com a sua possibilidade de trabalhar a 400 kHz, oferece muitas vantagens no âmbito de freqüências médias e baixas, tais como uma visualização atualizada, rápida e isenta de tremulação, ao invés da usual persistência variável. Além disso, permite a visualização sobreposta de traços retidos e traços correntes, visualização pré-disparo e expansão na direção X para exame detalhado de qualquer parte do traço após-retenção. Estas características não se encontram nos osciloscópios convencionais.

Agradecimento

O autor deseja expressar seu reconhecimento pelo trabalho de Mr. K. Wilsher, que tomou a seu cargo toda a responsabilidade da execução do desenho de projeto em todos os detalhes, desde a sua concepção até à feliz conclusão.

Ω

Carregador Automático para Baterias Especiais

Engº Humberto de Alcântara Pellizzaro *

Esta poderá ser a solução que você procurava para a manutenção das baterias especiais de instrumentação e de equipamentos científicos.

INTRODUÇAO

Estivemos com um problema relacionado com a manutenção de equipamentos eletrônicos, da área de sismologia, em particular com um sistema sísmico portátil. Por ser portátil, torna-se óbvio o uso de baterias como fonte de energia para trabalhos de campo. As baterias originalmente fornecidas com o conjunto são do tipo "gel-cell", tensão nominal de 12 V e capacidade de 1,5 ampère-hora. Como foi impossível a importação de carregadores, restou-nos a opção de projetá-los e construí-los.

CARACTERISTICAS GERAIS

De acordo com o fabricante das baterias, existem dois métodos de recarga: 1°) conectá-las a uma fonte de tensão constante, de valor entre 13,5 e 13,8 V; 2°) carregá-las com uma corrente inicial limitada a 225 mA e manter a tensão em 14,4 V até a corrente drenada cair a 35 mA; desconectar então o carregador, pois as baterias estarão com carga total.

O primeiro método é ideal para sistemas de alarme ou aplicações "no-brake", onde as baterias ficam em operação de espera ("stand-by"), entrando no circuito assim que os sistemas principais de energia falharem. Quando a anormalidade for sanada, a fonte principal se encarregará de restituir energia às baterias, de forma lenta. O objetivo é, portanto, manter as baterias em boa forma e esporadicamente recarregá-las. O segundo método é indicado para aplicações onde se requer um número elevado de ciclos de recarga, efetuados em intervalos curtos. Este último é o que nos interessa. Assim sendo, nosso objetivo consiste em projetar uma unidade recarregadora capaz de aceitar 4 baterias simultaneamente, pois tal é o número delas empregadas no aparelho sismológico.

Como veremos adiante, essa capacidade pode ser alterada, mediante um simples ajuste. Se a mudança for significativa, pode ser que haja necessidade de alterar alguns valores de componentes do circuito. O mesmo se aplica para baterias com tensões diferentes de 12 V; a não ser que se façam associações convenientes e cri-

* **Dpto. de Geo-Ciências — Estação Sismológica Universidade de Brasília**

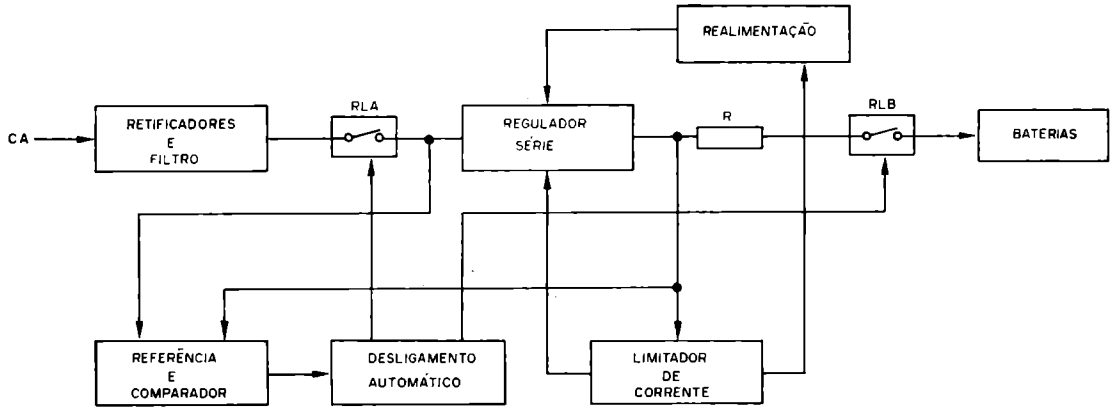


Figura 1

teriosamente escolhidas (o projeto deverá sofrer modificações quanto aos principais componentes especificados — o transformador, por exemplo), não poderão ser utilizadas baterias de tensão superior a 12 V. Porém, mesmo nesse caso, a idéia geral do projeto continua válida e o interessado só precisará recalcular os componentes, mas na mesma configuração do circuito aqui apresentado.

O CIRCUITO

A fig. 1 nos mostra o diagrama em blocos do sistema, que é constituído de:

— retificadores e filtros, que recebem corrente alternada do secundário do transformador e alimentam os circuitos de controle e as baterias;

— um regulador série, destinado a fornecer uma tensão CC às baterias; para manter a estabilidade do sistema e a precisão necessária da tensão regulada, faz-se uma amostragem e realimentação da tensão de saída;

— um circuito limitador de corrente, para não forçar um regime de carga exagerado para as baterias;

— um circuito comparador, destinado a monitorar a tensão de saída e compará-la com uma tensão fixa de referência;

— um circuito de desligamento que recebe a informação do circuito anterior e aciona ou não um relé (simbolizado pelos contactos RLA e RLB).

Pelo resistor R passa toda a corrente de carga das baterias. Portanto, a tensão sobre o mesmo varia com a condição de carga, o que habilita os demais circuitos a executarem as suas funções.

Vistos os aspectos gerais do funcionamento, analisemos agora a fig. 2, que mostra o diagrama completo do carregador. Os transistores Q1 e Q2 formam o regulador série, em ligação "darlington", para proporcionar elevado ganho de corrente. O transistor Q3 executa a função de ampliador de erro, enquanto que o diodo D9 fornece a referência para o mesmo; ambos compõem o módulo de realimentação ("feedback") da fig. 1. O transistor Q4 fornece corrente para Q3 e para o par "darlington"; sendo uma fonte de corrente, apresenta elevada impedância de saída, o que torna o regulador bem mais preciso. A limitação de corrente está a cargo de Q5: quando a queda de tensão sobre R1 ultrapassar 2 $V\gamma$ ($V\gamma \simeq 0{,}5$ p/ Si.), correspondente às tensões sobre D8 e entre base e emissor de Q5, este transistor passa a conduzir a corrente da fonte Q4; sem corrente de base em Q2 o regulador série entra em corte, protegendo a carga e o próprio regulador.

Os transistores Q6 e Q7 funcionam como um comparador diferencial; para não haver problemas de ajustagem devem ser preferencialmente "casados". O comparador funciona do seguinte modo: se as baterias conectadas estiverem descarregadas, ao acionarmos a chave de partida, a corrente através de R1 será suficiente para fornecer uma tensão que levará Q6 do corte à condução, e Q7 o acompanha de forma inversa (da condução ao corte). Com Q7 cortado, o par "darlington" Q8/Q9 recebe tensão positiva na base e entra em condução, acionando o relé (RL). O processo descrito é rápido, de modo que quando o operador soltar a chave CH1, o circuito permanece fechado através do relé. O diodo D11 fornece tensão estabilizada para o comparador, indispensável para o bom funcionamento do mesmo.

O resistor R4 (trimpot) possibilita o ajuste da tensão de referência. O diodo D12 coloca

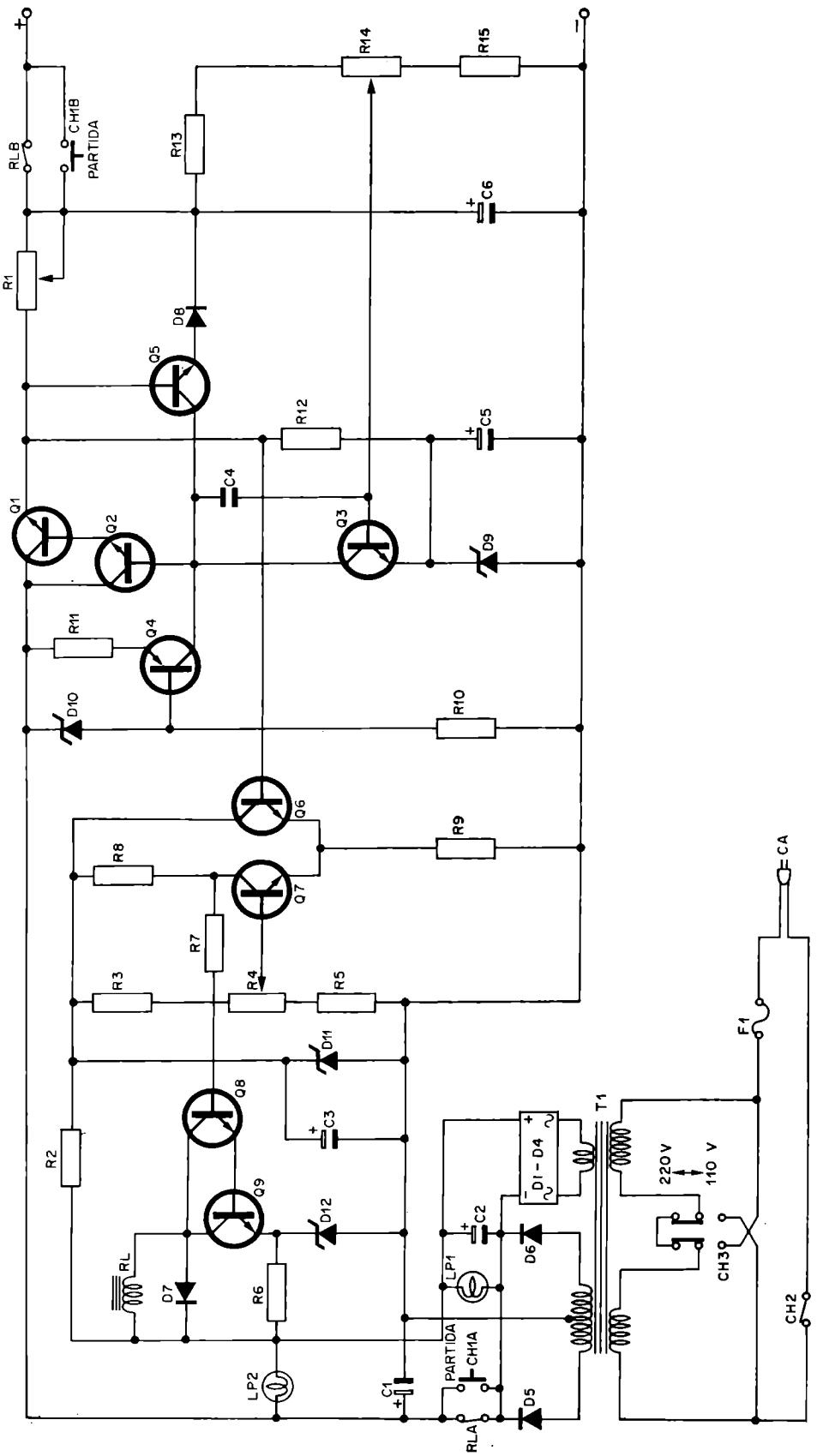

+
−
R14
R15
R13
RLB
CH1B
PARTIDA
C6
R1
D8
Q5
R12
C5
C4
Q1
Q2
Q3
D9
R11
Q4
D10
R10
Q6
R9
R8
Q7
R7
R3
R4
R5
D11
Q8
C3
R2
Q9
D12
RL
D7
R6
LP2
C1
PARTIDA
CH1A
RLA
LP1
C2
D6
D5
D1 - D4
T1
220 V
110 V
CH3
F1
CA
CH2

Figura 2

o emissor de Q9 a um potencial fixo, independente da corrente que circula pelo relé e das variações da tensão na saída do filtro C2. Isto é necessário para assegurar a mudança de estado de Q8/Q9 a despeito das variações de tensão no coletor, já que a excursão de sinal na saída de Q7 não pode ser muito grande, devido à relativamente pequena tensão de alimentação dos circuitos associados (como D11). Mesmo assim, Q7 chega ao estado de saturação quando conduzindo, para u'a maior margem de variação da tensão em seu coletor. O diodo D7 tem por função suprimir tensões inversas quando o relé é desarmado. Os resistores R2, R6, R10 e R12 polarizam os diodos zener D11, D12, D10 e D9, respectivamente. A filtragem da tensão CC é feita pelos capacitores eletrolíticos C1, C2, C3 e C5, enquanto que o capacitor C4 evita oscilações na malha de realimentação.

MONTAGEM, AJUSTES E OPERAÇAO

A montagem pode ser feita à vontade do executor, embora seja mais recomendável o uso de placa de circuito impresso. O transistor Q1 deve ser montado em uma chapa de alumínio, destinada a dissipar o calor gerado. Use graxa de silicone ao parafusá-lo à chapa dissipadora.

Após a montagem ter sido completada e conferidas as ligações, procede-se ao ajuste, como se segue.

1°) Ajusta-se o trimpot R14 de modo que a tensão de saída em circuito aberto seja de 14,4 V. Se a montagem foi bem feita e os componentes estão bons, ligando-se à saída uma carga que drene uma corrente menor que a máxima limitada por Q5 e R1, a tensão não se alterará.

2°) Ajusta-se o trimpot R4 de tal forma que o relé passe do estado ligado para desligado, com a saída do carregador em aberto.

Para operar, aciona-se inicialmente a chave CH2, com as baterias conectadas à saída. A lâmpada piloto LP1 acenderá indicando que a alimentação está ligada. Aperta-se então o botão de partida. Se as baterias estiverem descarregadas, receberão carga até que a corrente diminua ao valor anteriormente especificado. Então a tensão na base de Q6 diminuirá e o mesmo vai ao corte, levando Q7 à condução, o par Q8/Q9 ao corte e desarmando o relé. Note-se que LP2 só permanecerá acesa enquanto durar o período de carga, indicando essa condição ao operador. Após algum tempo (dependente das baterias e de sua condição) o relé desarma e LP2 se apaga. Assim, ao notar tal condição, o operador desligará CH2.

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores

Q1 — transistor BD203
Q2 — " BC238
Q3 — " BC239
Q4 — " BC558
Q5 — " BC338
Q6, Q7, Q8, Q9 — transistor BC237
D1, D4 — ponte retificadora BY164
D5, D6 — ponte retificadora SKE 1/01
D7 — diodo BYX10
D8 — " BA222
D9 — " zener BZX79C10
D10 — " " BZX75C3V6
D11 — " " BZX87C20
D12 — " " BZX87C15

Resistores

R1 — resistor de fio, ajustável, 5 ohms
R2 — resistor de carbono, 470 ohms, 1/4 watt
R3 — resistor de carbono, 4,7 k ohms, 1/4 watt
R4 — trimpot, 1 k ohm
R5 — resistor de carbono, 15 k ohms, 1/4 watt
R6 — resistor de carbono, 680 ohms, 1/2 watt
R7 — resistor de carbono, 33 k ohms, 1/4 watt
R8 — resistor de carbono, 2,7 k ohms, 1/4 watt
R9 — resistor de carbono, 6,8 k ohms, 1/4 watt
R10 — resistor de carbono, 12 k ohms, 1/4 watt
R11 — resistor de carbono, 820 ohms, 1/4 watt
R12 — resistor de carbono, 560 ohms, 1/4 watt
R13 — resistor de carbono, 2,7 k ohms, 1/4 watt
R14 — trimpot, 470 ohms
R15 — resistor de carbono, 8,2 k ohms, 1/4 watt

Capacitores

C1 — eletrolítico, 2 200 μF, 40 volts
C2 — eletrolítico, 220 μF, 10 volts
C3 — eletrolítico, 100 μF, 25 volts
C4 — poliéster metalizado, 10 nF, 250 volts
C5 — eletrolítico, 100 μF, 15 volts
C6 — eletrolítico, 1 000 μF, 15 volts

Diversos

T1 — transformador de alimentação, tipo kit, IBRAPE M-320
CH1 — chave tipo normalmente aberta, 2 pólos
CH2 — interruptor simples
CH3 — chave bipolar, 2 posições, deslizante
RL — relé miniatura, 12 volts, 180 ohms, 2 pólos
LP1, LP2 — lâmpada piloto miniatura, 6 volts, com soquete e resistor de 10 ohms incorporado
F1 — fusível miniatura, com porta-fusível, 100 mA p/ 220 volts, 200 mA p/ 110 volts

Ω

O DIAC no Gatilhamento de Tiristores

Colaboração da IBRAPE

CONCLUSAO

CIRCUITO DE CONTROLE DE ONDA COMPLETA COM TRIAC

Uma versão completamente nova para o controle de onda completa é aquela que emprega um triac ao invés de um ou dois SCR, conforme se mostra na fig. 10. O circuito equivalente da parte de temporização está mostrado na fig. 3-B. Durante o semi-ciclo positivo da tensão de alimentação, o capacitor C se carrega através de R1 até a tensão de ruptura (V_{BO}) do diac, que então passa a conduzir. O triac T é então gatilhado e o capacitor C pode se descarregar parcialmente, através da porta aberta, até a tensão de trabalho V_w do diac. Durante o semi-ciclo seguinte repete-se a mesma seqüência de operações.

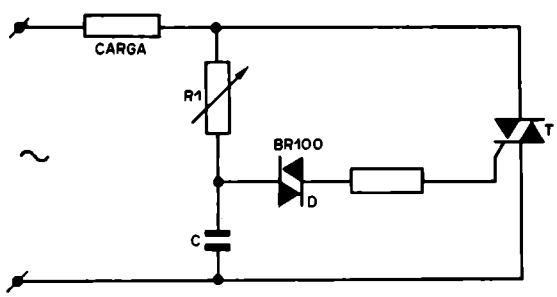


Figura 10

Circuito de controle de onda completa com um triac, T, e um diac, D.

Em geral, o capacitor não está totalmente descarregado ao final do semi-ciclo positivo, e, conseqüentemente, a tensão residual deve ser levada em consideração quando C é carregado durante o seguinte semi-ciclo negativo. Uma vez completados alguns ciclos, é atingido um estado de equilíbrio e os tempos de gatilhamento nos semi-ciclos positivo e negativo tornam-se iguais (veja a fig. 11).

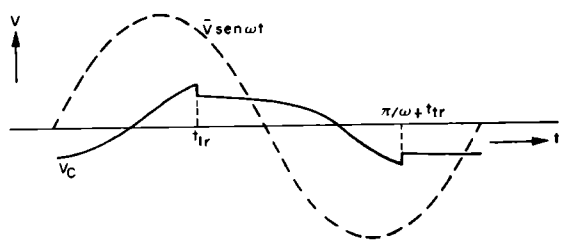


Figura 11

Gráfico ilustrando o estado de equilíbrio entre os tempos de gatilhamento t_{tr} e $\pi/\omega + t_{tr}$, nos semi-ciclos positivo e negativo. (V_C está exagerado em relação à tensão de alimentação).

Cálculos de projeto

Tomando-se novamente, como ponto de partida, a tensão do capacitor, devemos considerar a tensão residual através do capacitor no início de cada semi-ciclo. Para o instante $t = t_{tr}$,

quando é atingido o estado de equilíbrio, a equação (6-B) se torna:

$$| V_{Ctr} | = \frac{\hat{V}\,\tau}{\tau + \omega^2\,\tau^2} \cdot$$

$$\cdot\,[\omega \exp(-t_{tr}/\tau) + (1/\tau)\,\text{sen}\,\omega t - \omega \cos \omega t] -$$

$$- V_w \cdot \exp(-\pi/\tau\,\omega) \qquad (15)$$

Por exemplo, consideremos um diac com uma tensão de ruptura, V_{BO}, entre 28 V e 36 V, e com um retardo de gatilhamento entre 1 e 9 ms. Resolvendo a equação (15) com $\hat{V} = 310$ V temos $\tau_{max} = (1/24)$ s para $t_{tr} = 9$ ms, $V_{BO} = 28$ V e $V_w = 22$ V; da mesma forma, $\tau_{min} = (1/1020)$ para $t_{tr} = 1$ ms, $V_{BO} = 36$ V e $V_w = 30$ V. Substituindo estes valores na equação (9) temos r = 43,5 para a relação $R_{v\,max}/R_f$. Os valores reais dos resistores são obtidos por meio das equações (7-B) e (8-B).

Cálculos posteriores serão confinados aos dois casos extremos de $t_{tr} = 1$ ms, $V_{BO} = 36$ V, $V_w = 30$ V e $t_{tr} = 9$ ms, $V_{BO} = 28$ V, $V_w = 22$ V.

Com $t_{tr} = 9$ ms a corrente flui através de $R1_{max}$ durante a maior parte da onda senoidal completa da tensão de alimentação, de maneira que sob uma tensão 220 V RMS a potência total dissipada em $R1_{max}$ será aproximadamente:

$$P_{tot} \cong V^2/\,R1_{max} = 48000/R1_{max}$$

ou

$$P_{tot}\,R1_{max} = 48000\ \text{W}\Omega$$

que nos dá:

$$P_{Rf}\,R1_{max} = 48000\ R_f/R1_{max} =$$

$$= 48000/(r + 1) = 1090\ \text{W}\Omega$$

Sob estas condições a corrente RMS será:

$$I_{RMS} \cong V/R1_{max} = 220/\,R1_{max}$$

Com $t_{tr} = 1$ ms será necessário levar-se em consideração somente as potências P1 e P2, durante os intervalos 1 e 2, mas neste caso será usado o ciclo completo, de maneira que os valores de 113 W Ω e 22 W Ω, dados na Tabela I, devem ser dobrados:

$$P_{tot}\,R1_{max} = 2\,(P1 + P2) = 270\ \text{W}\Omega$$

que para $R1/R1_{max} = 1/1\,000 + 1/43{,}5 = 0{,}0235$, nos dá:

$$I_{RMS}\,R1_{max} = (1/0{,}0235)\,(270)^{1/2} = 700\ \text{A}\Omega$$

e

$$R_{Rf}\,R1_{max} = (1/44{,}5)\,(1/0{,}0235)^2\,270 = 11000\ \text{W}\Omega$$

A Tabela III nos dá uma visão dos principais dados do circuito.

Circuitos melhorados

O circuito da fig. 10 possui uma histerese inerente. Se R_v tiver inicialmente um valor elevado, a tensão através do capacitor pode não atingir o nível da tensão de ruptura do diac. Neste caso R_v deve ser reajustado para um valor suficientemente baixo a fim de permitir que o capacitor atinja a tensão requerida. Com uma tensão nominal de alimentação de 220 V, um diac com $V_{BO} = 36$ V não se tornará condutor enquanto R_v tiver sido reduzido a um valor tal que $\tau = 1/36{,}7$ s, correspondente a um retardo de gatilhamento de não mais que 5,6 ms. Como resultado, quase que metade da máxima potência é subitamente alimentada à carga. É verdade que a potência pode ser reduzida a qualquer valor desejado aumentando-se R1 novamente, assim que o circuito entrar em funcionamento; trata-se porém de uma operação bastante incômoda e que ainda pode ser prejudicial à carga.

TABELA III

Valores aplicáveis sob condições extremas de operação do circuito do triac (com tensão nominal de alimentação de 220 V).

V_{BO}	V_w	t_{tr}	τ	$R_1/R_{1\,max}$	$I_{rms} \cdot R_{1\,max}$	$P_{Rf} \cdot R_{1\,max}$
36 V	30 V	1 ms	(1/1020) s	0.0235	700 AΩ	9700 WΩ
28 V	22 V	9 ms	(1/24) s	1	200 AΩ	1090 WΩ

TABELA IV

Valores práticos para os circuitos das figuras 12 e 13

circuito	C_1	C_2	R_1	R_2	R_3	I_{rms}
Fig. 12	100 nF	10 nF	340 kΩ	35 kΩ		1.6 mA *
	100 nF	22 nF	300 kΩ	12 kΩ		1.6 mA *
Fig. 13	47 nF	47 nF	400 kΩ	78 kΩ	450 kΩ	0.9 mA *
	100 nF	100 nF	200 kΩ	20 kΩ	200 kΩ	1.5 mA *

* Com um retardo de gatilhamento de 1 ms.

Isso pode ser eliminado aliviando-se o circuito de tempo da carga formada pelo circuito do diac. Isto pode ser feito pela adição, ao circuito da fig. 10, de uma rede R2-C2 com uma impedância relativamente elevada. O duplo circuito de controle de fase resultante, RC, está mostrado na fig. 12. A análise deste circuito seria demasiadamente extensa para ser analisada neste artigo; ao invés disso, julgamos mais objetivo relacionar na Tabela IV alguns valores práticos de componentes e de valores RMS.

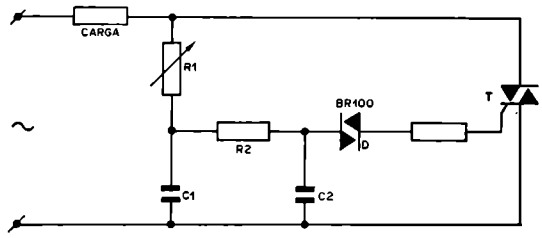


Figura 12

Circuito de controle de onda completa, melhorado. A rede R2-C2 elimina a histerese.

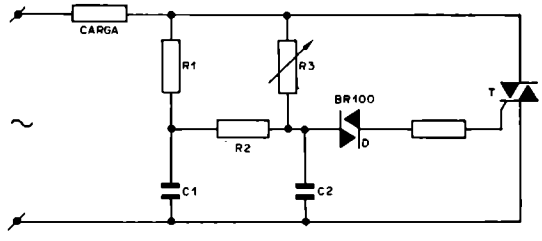


Figura 13

Outro circuito de controle de onda completa, também sem histerese.

A fig. 13 mostra um circuito alternativo com uma rede RC algo diferente, que também torna desprezível a histerese. Sua vantagem consiste em que a corrente RMS através do resistor variável pode ser mantida mais baixa que no circuito da fig. 12. A Tabela IV fornece valores práticos de componentes e as correntes RMS para ambos os circuitos.

INFLUÊNCIA DAS FLUTUAÇÕES DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

Iremos investigar agora as influências das flutuações da tensão de alimentação. Exceto no circuito que utiliza SCS, as flutuações da tensão de alimentação não somente resultam em correspondentes flutuações da potência de saída, mas afetam da mesma forma o retardo de gatilhamento, o que é ainda mais sério. Para evitar que a gama de controle seja indevidamente restringida, a variação do retardo de gatilhamento deve ser levada em conta no projeto do circuito de tempo. Pela determinação de τ_{max} para um diac com uma tensão de ruptura de 28 V, e τ_{min} para um diac com uma tensão de ruptura de 36 V, o espalhamento relativamente grande da tensão de ruptura, inerente ao processo de fabricação dos diacs, foi levado em conta nas considerações precedentes. Entretanto, o retardo de gatilhamento, e portanto τ, não depende apenas da tensão de ruptura, mas também da tensão de alimentação.

É normal atribuir-se à fonte uma flutuação de tensão de $\pm 10\%$. Levando-se em conta o efeito combinado do espalhamento de V_{BO} e das flutuações da tensão de alimentação, obtemos o gráfico da fig. 14 para controle de meia onda. A curva superior se aplica a um diac de 36 V e uma fonte de 198 V, enquanto que a curva inferior se aplica a um diac de 28 V e uma fonte de 242 V. O gráfico nos mostra que no pior dos casos τ_{max} pode ser tão alto quanto 1/14 s, e

τ_{min} tão baixo quanto 1/1160 s. Substituindo estes valores na equação (9), obteremos r = 90. Substituindo $R_{v\,max}/r$ por R_f na equação (7-B), um valor prático, acima do ponto relevante na ordenada (470 kΩ), e RF com o valor prático mais próximo abaixo do ponto relevante (3,3 kΩ).

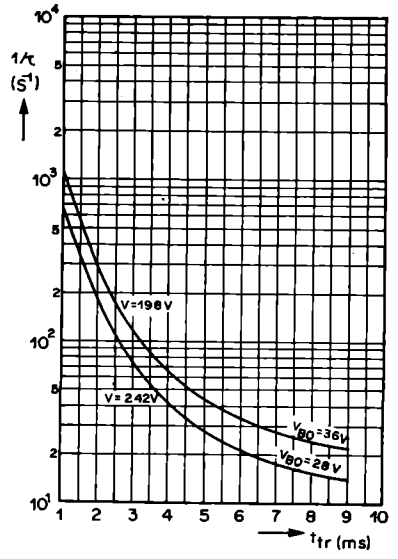


Figura 14

Valores requeridos para τ como uma função do retardo de gatilhamento t_{tr} em circuitos de controle de meia onda operando sob as piores condições.

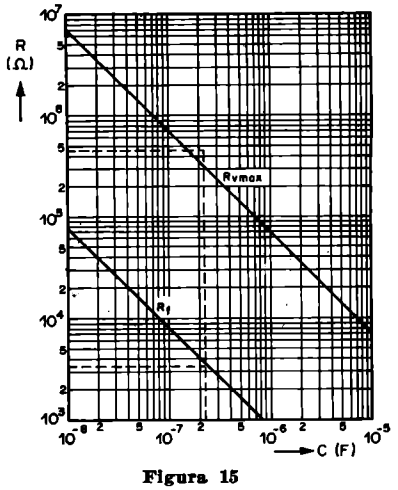


Figura 15

Gráfico para determinação dos valores práticos apropriados para o resistor variável $R_{v\,max}$ e resistor fixo R_f, uma vez que seja conhecido o valor do capacitor. (Circuito de meia onda).

torna-se possível construir o gráfico da fig. 15, que nos proporciona um meio simples para determinar os valores de $R_{v\,max}$ e R_f, para um capacitor de determinado valor.

Primeiramente encontramos o valor de C na abscissa, digamos 220 nF, e a seguir determinamos os pontos correspondentes de $R_{v\,max}$ e R_f na ordenada. A seguir selecionamos $R_{v\,max}$ com

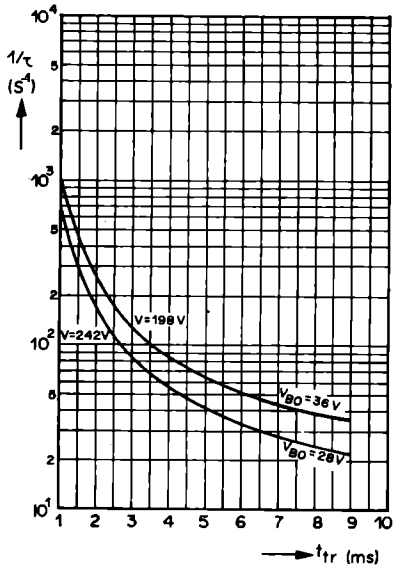


Figura 16

Valor requerido para τ como uma função do retardo de gatilhamento t_{tr} em um circuito de controle de onda completa operando sob as piores condições.

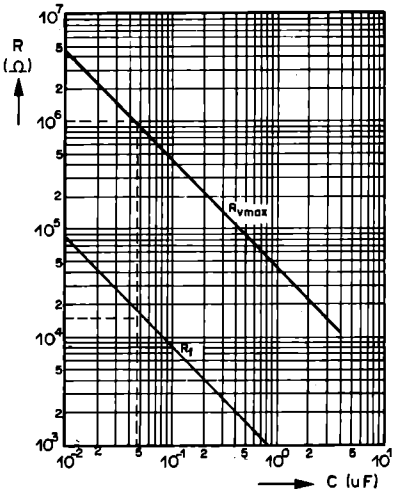


Figura 17

Gráfico para determinação dos valores práticos apropriados do resistor variável R_{max} e do resistor fixo R_f, uma vez conhecido o valor do capacitor. (Circuito de onda completa).

O mesmo procedimento pode ser seguido para o circuito de controle de onda completa para o qual, de acordo com a fig. 16, τ_{max} = 1/22 s e τ_{min} = 1/1160 s, o que nos dá r = 55. O gráfico da fig. 17 nos mostra que com um capacitor de, digamos, 470 nF, podem ser usados um resistor variável de 1 MΩ e um resistor fixo de 15 kΩ. Ω

NOVO



DE 8"

Com 30 e 50 watts

LINHA COMPLETA PARA AUTO-RÁDIOS, CAIXAS ACÚSTICAS, TELEVISORES E FM.

DALVOX ALTO FALANTES

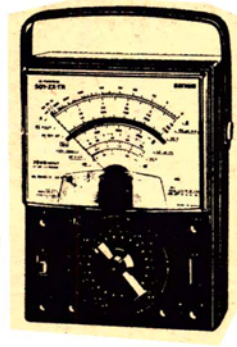
Rua Alto belo, 1.067
V. Antonieta - cep 03478
fone: 271-1384
cx. postal 16145
S. Paulo - Brasil

O único com prova de alta tensão para TV 25000 volts.

modelo 501-ZX-TR

195X152X85mm 1.1kg

SANWA



±DCV	0-100mV 0-0.5-2.5-10-50-250-500-1k (20kΩ/V) ±2% 25k (w/HV attached probe)
±DCA	0-50μA (100mV) 0-1-10-100-250mA 0-10A (250mV) ±2%
ACV	0-2.5-10-50-250-1k (4kΩ/V) ±3% Freq. 20Hz to 200kHz at 2.5V
Ω	X1 X10 X100 X1k X10k (max. 50M) Batt. 1.5VX2 & 22.5VX1
dB	−10 to +62
LI	0-80-8mA 0-800-80μA
LV	0−1.5V
hFE	0−300 (Ic−8mA & 80mA)
ICEO	0-8-80mA

BERNARDINO MIGLIORATO & CIA. LTDA.

RUA VITORIA, 562 - CONJ. 12 - NOVOS FONES VENDAS, 220-3986 - 220-2193
CEP 01210 — Fundada em 1944

CIRCUITO INTEGRADO HA-1311

AMPLIFICADOR DE 1,5 WATT

COMUNICAMOS AOS NOSSOS LEITORES QUE O CIRCUITO INTEGRADO HA-1311, PARA A MONTAGEM DO AMPLIFICADOR PUBLICADO NA REVISTA MONITOR DE RADIO E TELEVISÃO DE DEZEMBRO DE 1973 (Nº 308) E DE JANEIRO DE 1974 (Nº 309) ESTÁ À VENDA NA RADIOTÉCNICA AURORA S.A., AO PREÇO DE Cr$ 30,00 (FRETE E EMBALAGEM + Cr$ 8,00).

ESSE CIRCUITO INTEGRADO NÃO TEM SUBSTITUTO.

NÃO REMETEMOS POR REEMBOLSO.

PEDIDOS ACOMPANHADOS DE CHEQUE VISADO PAGAVEL EM SAO PAULO

RADIOTÉCNICA AURORA S.A.

01208 -- R. DOS TIMBIRAS, 263 - 1º ANDAR -- C. POSTAL 5009 -- S. PAULO - SP

Ressonadores de Cavidade

Fabio Serra Flosi *

Nas freqüências ultra-elevadas (micro-ondas) as bobinas e capacitores convencionais deveriam ser tão pequenos que sua execução prática tornar-se-ia quase que impossível. Além disso, o Q desses circuitos é muito baixo em comparação com os valores que podem ser obtidos com linhas ressonantes. À medida que a freqüência vai se aproximando dos 3 000 MHz (10 cm), mesmo os comprimentos das linhas sintonizadas tornam-se muito pequenos para uso prático. Por exemplo, uma linha de 1/4 de onda na freqüência de 3 000 MHz tem apenas 2,5 cm de comprimento, dimensão essa um tanto incômoda para execuções práticas, ocasionando as mesmas dificuldades encontradas no emprego de bobinas e capacitores convencionais. Por essa razão foram desenvolvidos os ressonadores de cavidade, que vêm preencher os requisitos dos circuitos de UHF.

Desenvolvimento do ressonador de cavidade

Para u'a melhor compreensão dos ressonadores de cavidade, abordaremos o assunto de duas diferentes maneiras, ou seja, começando com as linhas de transmissão e prosseguindo com as guias de onda.

Consideremos a secção de quarto de onda, mostrada na fig. 1. Se acoplarmos um gerador a esta linha, obteremos a distribuição de tensão e corrente ilustrada na figura e que já nos são familiares. Na extremidade em curto-circuito a corrente será máxima e a tensão será zero; na extremidade aberta ocorrerá o inverso, isto é, teremos a tensão máxima e a corrente mínima.

Suponhamos agora que liguemos duas linhas de 1/4 de onda em paralelo com a saída do gerador (fig. 2). Estas linhas também serão excitadas da mesma forma que a linha do exemplo anterior. Se continuarmos adicionando mais linhas em paralelo com a saída do gerador (fig. 3-a), acabaremos formando um recipiente metálico com o aspecto mostrado na fig. 3-b. O gerador pode permanecer no centro excitando o número infinito de unidades, transformado agora em uma única unidade. Esse produto final é o ressonador de cavidade. É interessante notar-se que, ao se adicionarem linhas de 1/4 de onda em paralelo, a capacitância total se altera apenas ligeiramente, sendo que a maior redução ocorre na indutância. Entretanto, ambos os componentes encontram-se presentes não em forma de componentes discretos, como nos sintonizadores de baixa freqüência, mas de maneira distribuída, como nas linhas de transmissão.

A excitação de um ressonador de cavidade não necessita ser feita colocando-se o gerador dire-

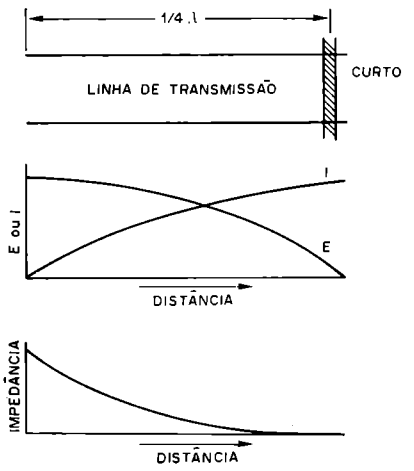


Figura 1

Valores de tensão, corrente e impedância numa linha curto-circuitada de 1/4 de onda.

* **Aluno da Escola de Eng. Mauá 4º ano de Engenharia Eletrônica**

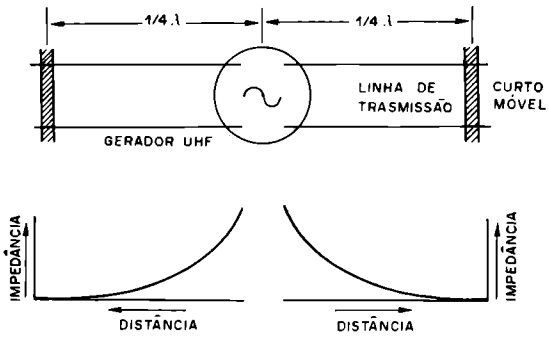


Figura 2

Conexão de duas linhas de 1/4 de onda através de um gerador.

tamente no centro da unidade, conforme ilustrado na fig. 3-a. O acoplamento pode ser feito por meio de elos ou pontas de prova introduzidas na cavidade, ou mesmo por meio de um orifício no centro, através do qual são enviados feixes de elétrons.

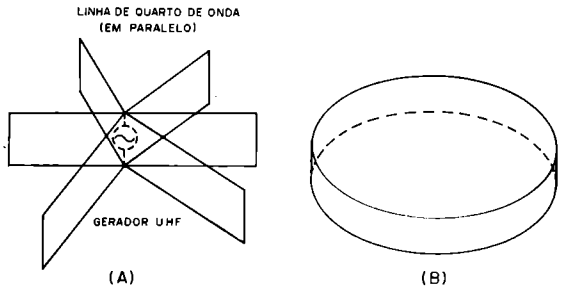


Figura 3

Pela adição de um grande número de linhas de transmissão curto-circuitadas obtém-se, finalmente, o ressonador de cavidade mostrado em B.

Pelo que acabamos de expor pode-se deduzir que um ressonador de cavidade é constituído por um número infinito de linhas sintonizadas de 1/4 de onda ligadas em paralelo. Uma vez que uma linha de 1/4 de onda apresenta as características de um circuito ressonante, pode-se esperar que os ressonadores de cavidade se comportem como tal. Tenhamos em mente que a distribuição de tensão ao longo de uma linha de 1/4 de onda se dá conforme ilustrado na fig. 1. Isso nos ajudará a relacionar o ressonador de cavidade, da maneira que acabamos de expor, com o ressonador de cavidade derivado das guias de onda.

Examinemos a secção da guia de onda mostrada na fig. 4. Uma das suas extremidades é fechada, enquanto que a outra permanece aberta; uma pequena antena emite ondas dentro da guia. Estas ondas deslocam-se livremente até atingirem a extremidade fechada; neste ponto

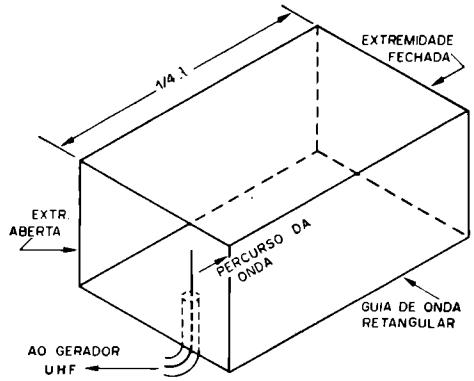


Figura 4

Demonstração da ressonância numa guia de onda fechada.

elas são refletidas, de maneira que no interior da guia teremos ondas se deslocando em dois sentidos, de forma similar à que ocorre nas linhas de transmissão. A fim de que as ondas refletidas atinjam de volta a abertura, de maneira a reforçarem o campo elétrico estabelecido nesse ponto, a distância entre a extremidade aberta e a extremidade fechada deve ser equivalente a 1/4 de onda. Os campos estacionários, elétrico e magnético são então estabelecidos de maneira similar à linha sintonizada de 1/4 de onda.

Para completar o conjunto, coloca-se uma outra secção de guia de onda, similar à primeira, da maneira mostrada na fig. 5. As ondas emitidas pela antena deslocar-se-ão em ambos os sentidos, distanciando-se desta, e serão refletidas pelas duas extremidades fechadas. Se ambas as guias de onda tiverem os mesmos comprimentos e estiverem corretamente ajustadas, as ondas estacionárias se reforçarão no ponto de entrada da antena, obtendo-se o padrão mostrado na fig. 6. Esse conjunto constitui um ressonador de cavidade, que ressonará melhor em determinadas freqüências. Os campos estacionários desenvolvidos neste dispositivo são similares às ondas estacionárias de corrente e tensão presentes nas linhas de transmissão sintonizadas.

Os dois métodos de derivação de ressonadores de cavidade apresentam uma acentuada semelhança entre si, o que torna aparente que as guias de onda podem ser consideradas como compostas de um número infinito de linhas de transmissão em paralelo. Nas linhas de transmissão, preocupamo-nos principalmente com as correntes e tensões, uma vez que elas são mensuráveis com instrumentos comuns. Em se tratando de guias de onda torna-se mais prático lidarmos com campos elétricos e campos magnéticos. O

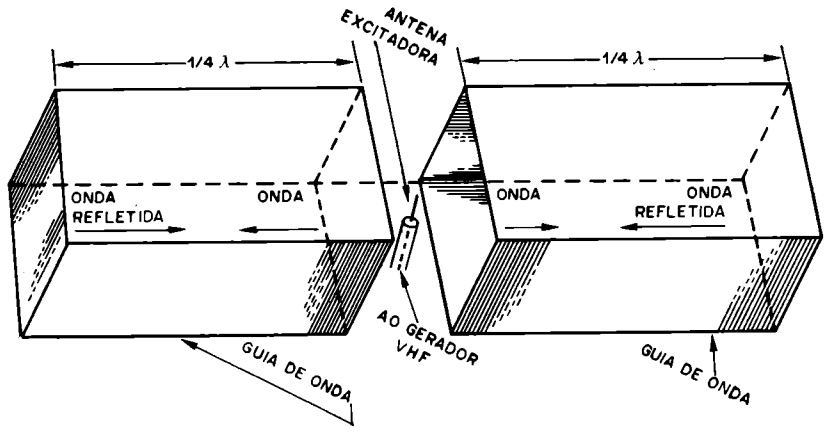


Figura 5

Ressonador de cavidade (unidade inteira) derivado de duas guias de quarto de onda.

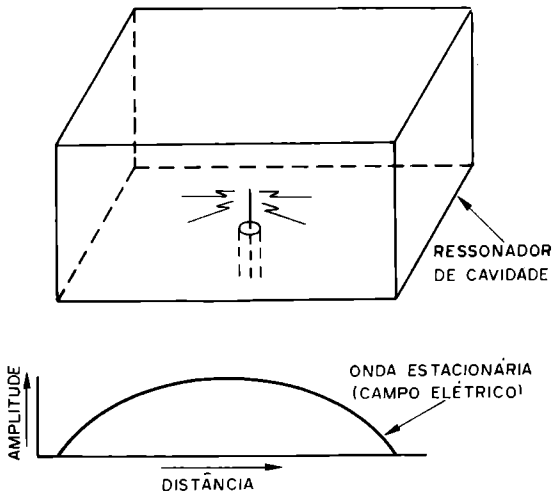


Figura 6

Ressonador completo com antena excitadora.

relacionamento existente entre correntes, tensões e campos magnéticos está claramente indicado pela teoria da eletricidade. Entretanto, um tratamento matemático desse assunto fugiria ao escopo deste artigo.

Dimensões dos ressonadores de cavidade

Um ressonador de cavidade deve ter, pelo menos, meio comprimento de onda, na freqüência de operação, de maneira a poder atuar como unidade de sintonia. Isto pode ser melhor compreendido se tivermos em mente que a distância entre o gerador e o ponto de reflexão deve ter 1/4 de comprimento de onda. Do gerador ao outro ponto de reflexão temos novamente uma distância de 1/4 de onda, perfazendo um total de meio comprimento de onda entre uma extremidade e outra da unidade. Pelo exposto podemos deduzir que se um ressonador de cavidade, com meio comprimento de onda, funciona, funcionarão também ressonadores cujos comprimentos sejam múltiplos inteiros de meia onda. Isto também é verdadeiro para antenas transmissoras comuns: onde funciona uma antena de meia onda, funcionará também uma antena de onda completa ou de qualquer múltiplo de meia onda. O princípio básico permanece o mesmo. Em todos os casos, o comprimento do ressonador deve ser um múltiplo da meia onda fundamental. Qualquer onda emitida pela antena deve ser refletida de forma a se obter a máxima amplitude da onda estacionária; esta condição ocorrerá a uma certa distância, ou a um múltiplo dessa distância. Se essas distâncias não forem mantidas, as ondas emitidas e refletidas não se recombinarão de forma a se reforçarem, resultando no enfraquecimento das ondas estacionárias e, conseqüentemente, numa operação deficiente da linha ou do ressonador. Esta situação é análoga à da redução do sinal de saída que ocorre num receptor quando ele está mal sintonizado. Um dos meios de se sintonizar um ressonador de cavidade consiste em alterar-se o seu comprimento.

Campos elétricos e magnéticos nos ressonadores

Quando se pretende acoplar bobinas comuns a outros circuitos, é importante que se conheçam as distribuições das tensões de RF através das mesmas. Da mesma forma, é necessário que se conheçam as distribuições de correntes e tensões ao longo das linhas de transmissão para que se possam utilizá-las corretamente. Entretanto, no caso dos ressonadores de cavidade, não iremos lidar com correntes e tensões, mas sim com campos elétricos e magnéticos. A energia é acoplada ou introduzida nos ressonadores por meio de tais campos.

Consideremos o pequeno ressonador de cavidade, retangular, mostrado na fig. 7. O estabelecimento de qualquer onda elétrica deve ser feito de tal forma que sua intensidade seja zero

em quaisquer das paredes laterais. Para que esta condição seja satisfeita, a onda tem que ser estabelecida ao longo do eixo x (que é a largura da caixa retangular), de maneira a atingir o máximo no centro, caindo gradualmente a zero em ambas as laterais.

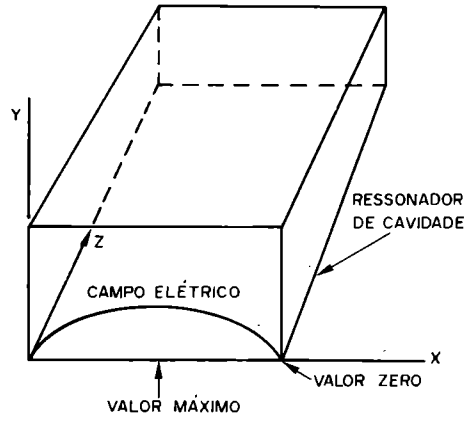


Figura 7

Distribuição da meia onda através da largura de um ressonador de cavidade, de forma a satisfazer as equações de Maxwell.

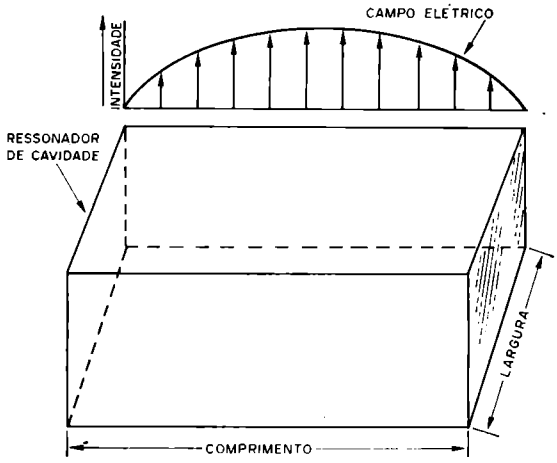


Figura 8

Ajuste do comprimento de um ressonador de cavidade, de maneira que o campo elétrico (e, conseqüentemente, o magnético) possua a variação correta de ponto a ponto.

Há também a distribuição do campo elétrico, ao longo do comprimento da cavidade retangular considerada. Este comprimento corresponde à dimensão z da fig. 7. Uma vez que a cavidade é tri-dimensional, o campo elétrico irá variar não somente ao longo do eixo x, como mencionamos acima, mas irá variar também à medida em que se move para baixo, no sentido do comprimento da cavidade. À medida que a onda se desloca na direção z, ela acaba por atingir a parede no final da cavidade onde, novamente, o campo elétrico deve ser zero. Esta condição é mostrada na fig. 8, onde o comprimento do ressonador foi ajustado para meio comprimento de onda. Tenhamos em mente, pois, que deverá haver distribuição de meia onda na intensidade do campo elétrico, ao longo da dimensão x (fig. 7), e distribuição de meia onda ao longo da dimensão z (fig. 8).

As dimensões do comprimento e da largura do ressonador de cavidade podem ser aumentadas para além de meio comprimento de onda. Assim sendo, no ressonador da fig. 9 a largura foi mantida em meia onda, enquanto que o comprimento foi aumentado para uma onda e meia. Não há restrições quanto ao comprimento ou à largura dos ressonadores, desde que respeitadas as corretas distribuições dos campos elétricos e magnéticos.

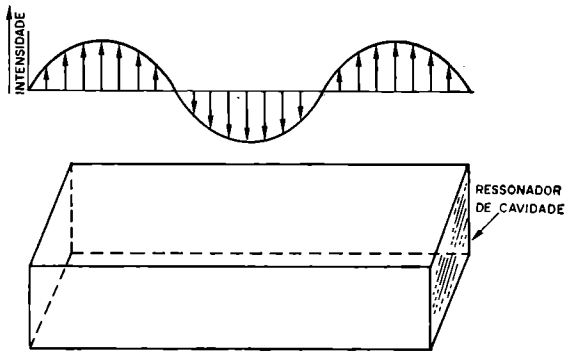


Figura 9

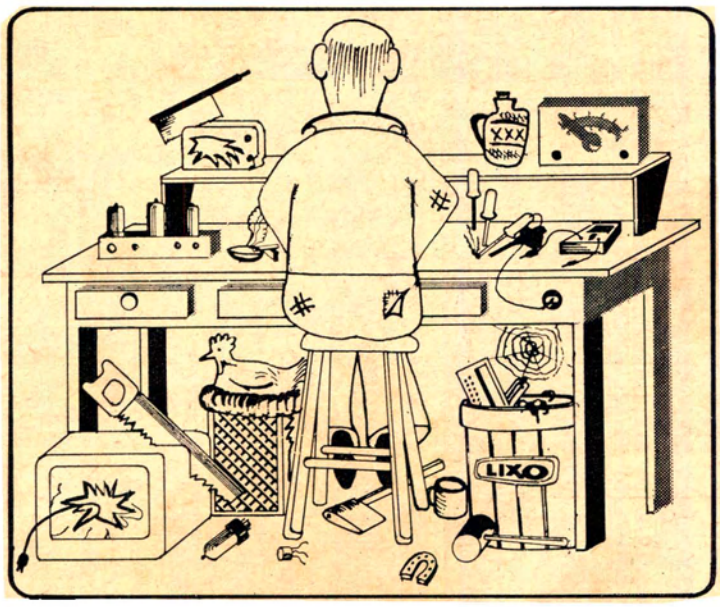
Temos agora 1 1/2 comprimento de onda. As equações são ainda obedecidas, permitindo que a cavidade seja usada como um ressonador (largura constante).

Na explanação precedente nos referimos a campos elétricos, mas, evidentemente, os campos magnéticos também estão presentes. Omitimo-los a fim de simplificar a explanação. Como ocorre nas guias de onda, ou com as ondas eletro-magnéticas no espaço livre, a energia de RF oscila entre os campos elétricos e magnéticos. Num determinado instante ela está no campo elétrico, no instante seguinte ela foi transferida, de maneira progressiva, para o campo magnético.

Essas alterações ocorrem na mesma freqüência da onda; e é através desse intercâmbio de energia que a onda se sustém e se desloca para a frente. Esteja a energia em um ressonador de cavidade, numa guia de onda ou no espaço, tudo se passa de maneira praticamente idêntica. A única diferença é quanto à forma de distribuição da energia, que é determinada pela configuração do espaço que a contém.

(conclui no próx. número)

Bancada de Serviço



RECEPÇÃO DEFICIENTE EM ONDAS CURTAS

Alvaro D. Moraes Filho *

Há algum tempo um amigo procurou-me a fim de expor um problema que havia encontrado na montagem do protótipo de um receptor de rádio de duas faixas (Médias e Curtas). Havia ele entrado em acordo com uma empresa comercial para projetar um receptor, do tipo popular, de bom desempenho e de custo razoável.

"É claro que construir um aparelho com bom desempenho e baixo custo não é fácil", disse meu amigo, e continuou: "mas fiz o que pude. Selecionei alguns circuitos e após estabelecer um compromisso entre economia, simplicidade e bom desempenho, optei pelo circuito que me pareceu mais conveniente".

Na fig. 1 está mostrado o diagrama esquemático do estágio de FI do circuito escolhido pelo meu amigo. Como se vê, é um circuito muito simples e que emprega dois transistores (Q1 e Q2) do tipo PD1001, que também é empregado no estágio de RF. A padronização do tipo de transistores, o baixo custo e o bom desempenho do PD1001 foram os fatores preponderantes na escolha do circuito.

"Inicialmente" — prosseguiu meu amigo — "montei o amplificador de áudio e testei-o, obtendo do mesmo muito bom desempenho. A seguir montei o canal de FI e calibrei-o; pelas primeiras experiências, tudo parecia levar a um ótimo resultado final. O estágio de RF já estava pronto e se tratava de um monobloco de marca conceituada. A decisão pela escolha de um monobloco, em lugar de bobinas separadas para posterior montagem, foi tomada levando-se em consideração a pequena diferença de preço entre o monobloco e as peças separadas".

* da Inctest — Ind. Equipam. Eletrôn. Ltda.

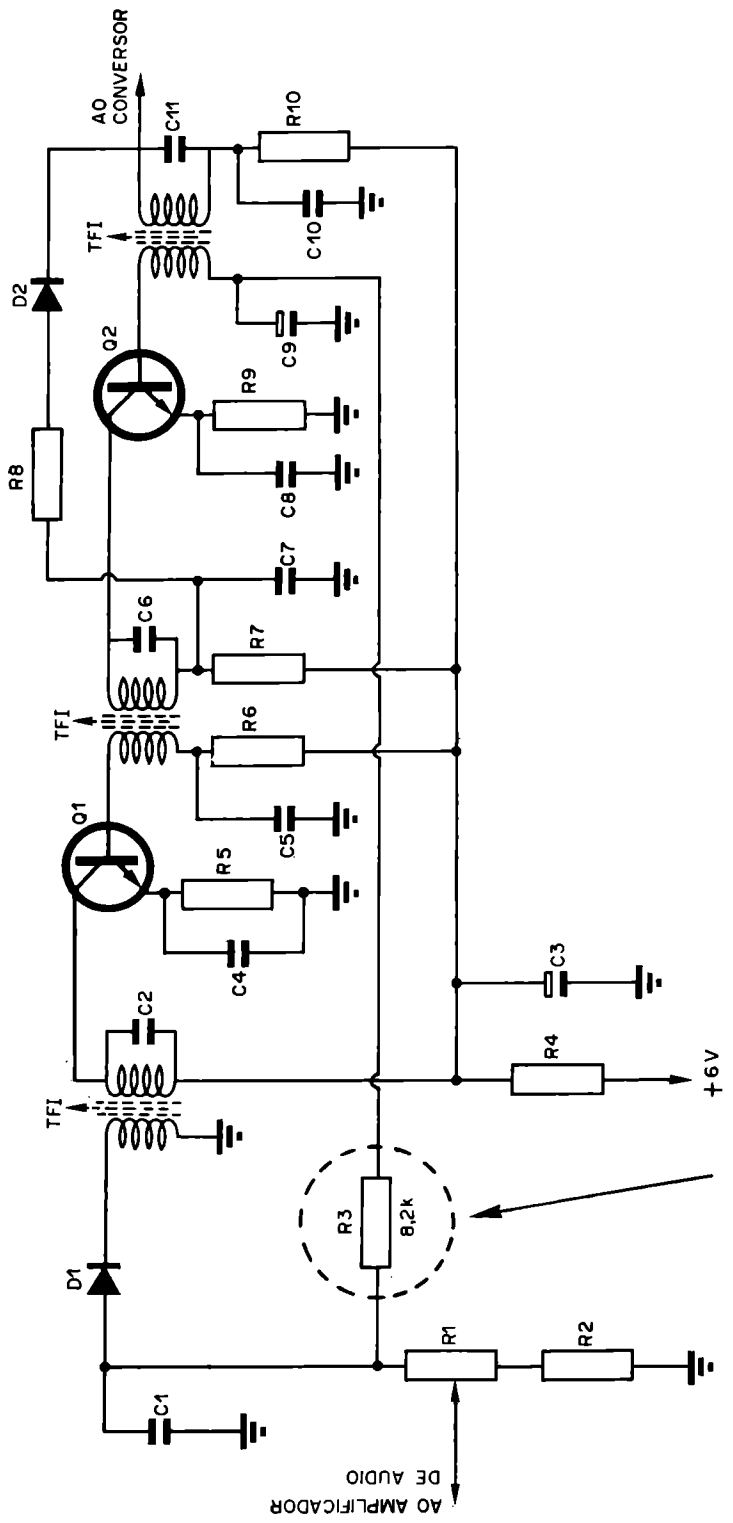


Figura 1

Diagrama esquemático do estágio de FI do receptor, destacando-se o resistor de CAG que foi substituído por um trimpot para possibilitar um ajuste correto.

"Após a conexão final, entre o amplificador de áudio, estágio de FI e estágio de RF, liguei o aparelho à fonte. Para minha decepção o funcionamento do circuito não foi nada satisfatório. Em Ondas Médias ele apresentou pouco rendimento e, em Ondas Curtas, foi pior ainda!"

"Aborrecido com os resultados, procurei fazer substituição de componentes, tais como transistores, transformadores de FI e até mesmo o monobloco. Experimentei diversos monoblocos da mesma marca e também de outras marcas. Mas o resultado era sempre o mesmo: mau! Fiquei desanimado e acabei desistindo. Só me resta agora pedir a você que tente resolver esse problema para mim".

Para começar, dei uma olhada no circuito e conferi as ligações. Tudo parecia estar em ordem. Liguei então o receptor e fiz uma verificação na calibração do canal de FI e constatei que este não apresentava a sensibilidade esperada. Após alguns cálculos para verificar a polarização dos transistores, cheguei à conclusão de que os valores dos resistores escolhidos para polarização estática estavam dentro das porcentagens de variação permitidas. Restou-me, portanto, verificar a polarização por meio do CAG.

De fato, o valor de R3 estava de tal modo longe do valor ideal que o transistor Q2 ficava cortado, de maneira que o sinal de entrada mal conseguia polarizá-lo corretamente. Para simplificar a operação de ajuste do CAG, instalei um trimpot de 20 kΩ no lugar de R3 e fui ajustando-o cuidadosamente até conseguir uma boa sensibilidade no estágio de FI.

Determinado o ponto certo de ajuste, verifiquei o funcionamento do receptor. O resultado foi o seguinte: com um "rabicho" de antena de apenas 30 centímetros o receptor captou emissoras em toda a faixa de Ondas Curtas, que abrangia de 3,4 a 12,5 MHz. Ao meio-dia captamos, como se fossem locais, as seguintes emissoras: Rádio Relógio (62 m), Rádio Nacional do Rio, e muitas outras de Curitiba, Belo Horizonte, Santo André, Sorocaba, etc.

Experimentei então todos os monoblocos anteriormente utilizados. Todos funcionaram perfeitamente e apresentaram um ótimo desempenho, mas acabamos optando pelo monobloco Solhar.

Para confirmar as experiências efetuadas, tomei emprestados na loja de um amigo alguns receptores do tipo popular e verifiquei que todos eles apresentavam o mesmo problema: deficiência em Ondas Curtas (baixa sensibilidade). Ajustando corretamente a polarização do CAG, todos eles melhoraram 90% em Ondas Médias e passaram a oscilar perfeitamente em Ondas Curtas.

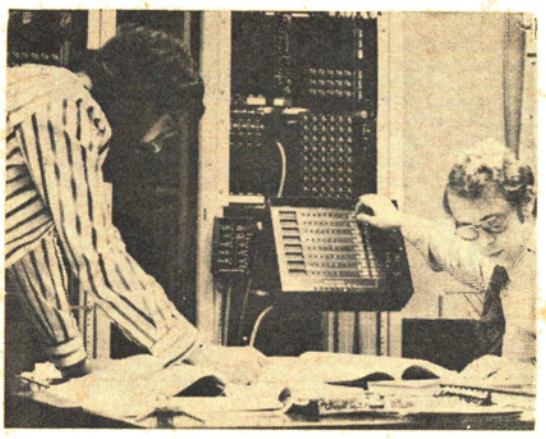
Não pretendemos, com isto, incutir na mente dos técnicos que a deficiência na recepção de Ondas Curtas seja sempre provocada por incorreções no circuito de CAG, porém, se tiverem em mãos algum problema semelhante ao que acabo de descrever, não custa nada tentar a mesma solução exposta neste artigo.

Evidentemente, o assunto que acabamos de expor e os conselhos dados, visam os técnicos inexperientes e os amadores, já que os engenheiros e técnicos experientes possuem seus próprios meios diretos e objetivos para contornar qualquer problema.

Ω

PHILIPS Oferece Bolsas de Estudo na Holanda

Até o próximo dia 15 de agosto a Philips estará recebendo inscrições de candidatos interessados nas bolsas-de-estudo, nos níveis de pós-graduação e mestrado, para 1977, no Instituto Internacional Philips, da Holanda, um dos mais conceituados centros de ensino de eletrônica em todo o mundo. As inscrições deverão ser feitas através do Setor de Desenvolvimento de Executivos da Philips Brasileira, Av. Paulista, 2163 — 13º andar, em São Paulo. Para o preenchimento das vagas serão aceitos somente candidatos brasileiros, portadores de diploma de nível superior em engenharia eletrônica, com idade aproximada de 30 anos e dominando perfeitamente o idioma inglês, língua oficial do Instituto. A Escola apresenta vários temas e cada aluno pode escolher o curso que mais lhe convier, no campo da eletrônica aplicada. O curso tem a duração de 1 ano.



Objetivos do Instituto

O Instituto Internacional Philips, mais conhecido como P.I.I., foi fundado em 1957, para proporcionar estudos em nível de pós-graduação em eletrônica e facilidades de treinamento prático nos Laboratórios de Pesquisas da empresa, a jovens recém-formados, oriundos de países em desenvolvimento. Os cursos são ministrados por cientistas, professores universitários e especialistas dos laboratórios e fábricas da Philips. Para tanto, o P.I.I. recebe apoio do governo holandês, da Fundação Universitária Holandesa para Cooperação Internacional (NUFFIC) e da UNESCO.

Facilidades oferecidas pelo P.I.I.

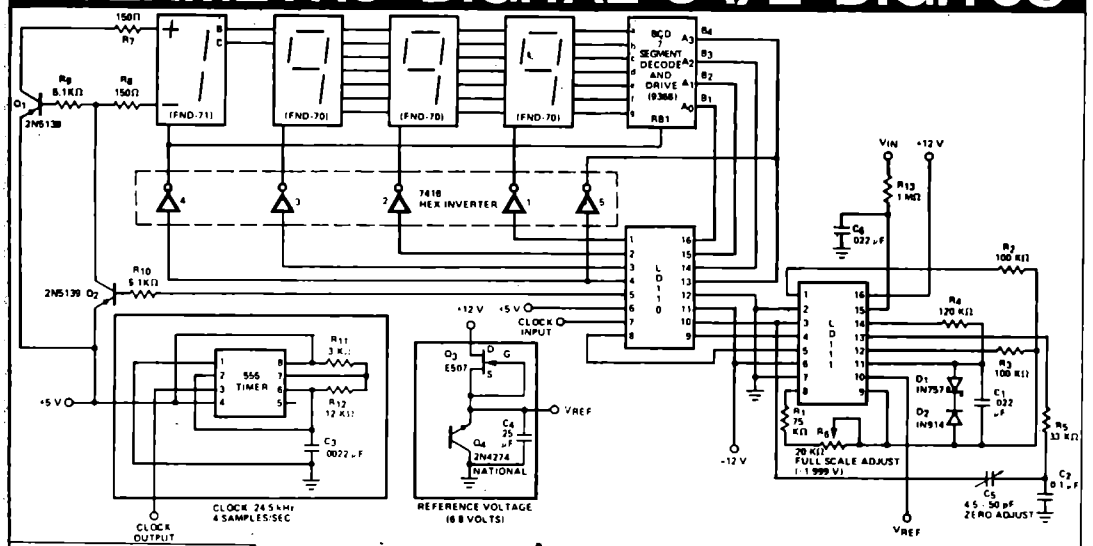
Durante as 50 semanas de estudos normais no Instituto, os alunos têm oportunidade de executar projetos, desenvolver trabalhos individuais, tanto teóricos como experimentais, nos laboratórios de pesquisas da empresa e participar dos trabalhos de desenvolvimento de novas técnicas e de novos produtos levados a efeito naqueles laboratórios. A passagem de ida e volta, a estada na Holanda e a aquisição de material didático são patrocinadas pela Philips. No final do curso, o Instituto concede diploma de conclusão e os melhores classificados normalmente são convidados a permanecer por mais um semestre, além dos dois anteriores, quando serão preparados para o "Master's Degree".

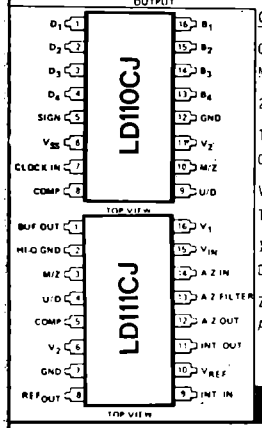
Compromissos

Ao fazer o curso no Instituto Philips, o aluno assume o compromisso de voltar a seu país de origem, após o término dos estudos, e ali permanecer por período de tempo igual ao que passou no Instituto. Essa disposição se prende a uma das finalidades da Escola que é contribuir, através dos estudantes, para o desenvolvimento tecnológico dos países de onde procedem.

Até o momento, durante os seus 19 anos de existência, o P.I.I. já diplomou perto de 500 engenheiros (aproximadamente 30 por ano), oriundos de quase 60 países do mundo. O Brasil já conta com 25 engenheiros formados naquele Instituto.

VOLTIMETRO DIGITAL 3 1/2 DIGITOS





CARACTERÍSTICAS

0.05% DE PRECISÃO DE LEITURA MAIS OU MENOS UMA CONTAGEM

2 ESCALAS DE VOLTAGEM.

1,999V E 199,9mV - FUNDO ESCALA.

VELOCIDADE DE AMOSTRAGEM ATÉ 12 AMOSTRAS POR SEGUNDO.

IMPEDÂNCIA DE ENTRADA MAIOR DE 1000 MEGOMS.

ZERO AUTOMÁTICO, POLARIDADE AUTOMÁTICA.

APLICAÇÕES - CONVERSORES ANÁLOGO-DIGITAIS, VOLTÍMETROS DIGITAIS (DVM), MEDIDORES DIGITAIS DE PAINEL, (DPM), - TERMÔMETROS DIGITAIS, INSTRUMENTAÇÃO DE CONTROLE E INSTRUMENTAÇÃO CIENTÍFICA.

O PROCESSADOR ANALÓGICO LD111, CONTEM UM COMPARADOR, - UM AMPLIFICADOR INTEGRADOR, DOIS AMPLIFICADORES DE ENTRADA COM FET E OS COMPLEMENTOS NECESSÁRIOS PARA SER CONECTADO DIRETAMENTE AO PROCESSADOR DIGITAL.
TODOS OS AMPLIFICADORES SÃO COMPENSADOS INTERNAMENTE.

O PROCESSADOR DIGITAL LD 110, CONTEM AS FUNÇÕES DE CONTAGEM, ARMAZENAGEM E MULTIPLEXAÇÃO NECESSÁRIAS AO CONTROLE DO PROCESSADOR ANALÓGICO;(LD 111), E AO COMANDO - DOS DISPLAYS.
ALEM DA SAÍDA MULTIPLEXADA PARA O DISPLAY, TAMBEM É DISPONÍVEL UMA SAÍDA BCD. DISPONÍVEL EM JULHO

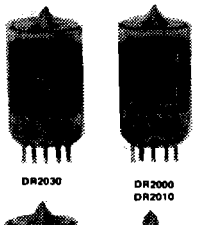
DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO SILICONIX

TRANSISTORES

TIPO	PREÇO	TIPO	PREÇO	TIPO	PREÇO	TIPO	PREÇO	TIPO	PREÇO
40410	33,00	2N3053	36,00	2N5321	11,00	BC207	3,00	EM4030	8,00
40411	115,00	2N3054	40,00	2N5322	11,00	BC208	3,00	EM6122	8,00
40594	42,00	2N3055	17,50	2N5323	11,00	BC317	3,00	EM6123	10,00
40595	42,00	2N3771	105,00	2N5490	33,50	BC318	3,00	EM6124	8,00
40635	19,00	2N3772	114,00	2N5884	170,00	BC527	5,50	EM7055	11,00
40636	88,00	2N3773	176,00	2N5886	170,00	BC727	5,50	EM9161	8,50
2N1613	13,00	2N3792	99,00	2N6121	9,00	BD137	11,00	EM9164	8,50
2N1671	118,00	2N3819	13,00	2N6124	9,00	BD138	11,00	EM9166	10,00
2N1711	16,50	2N3898	217,00	2N6130	13,00	EM503	3,00	EM9433	9,00
2N1890	110,00	2N3904	5,50	2N6133	13,00	EM505	4,50	EM9436	9,00
2N2219	12,00	2N5039	173,00	2N6251	330,00	EM511	6,00	FT359	143,00
2N2222A	12,00	2N5189	22,00	2N6354	165,00	EM1002	4,00	FT2955	14,00
2N2369A	12,00	2N5240	123,00	AC187	12,00	EM3107	6,00	FT3055	14,00
2N2646	17,50	2N5239	110,00	AC188	12,00	EM3109	7,00	EB1005C	5,50
2N2647	55,00	2N5295	25,00	BC141	12,00	EM3110	7,00	MJ2267	132,00
2N2894	12,00	2N5320	11,00	BC161	12,00	EM3643	6,50	SE9300	15,50

THYRISTORS

TIPO	PREÇO		
2N3897	168,00	2N5445	245,00
2N3898	217,00	2N5446	340,00
2N3899	316,00	C106D	33,00
2N5444	206,00	C107Y	18,00
		2004	28,00



OPTOS LEDS DISPLAYS

TIPO	PREÇO
FCD810	42,00
H13B2	176,00
2N5777	26,00
MDR14B	26,00
FPA103	137,00
FLV11	12,00
FLV110	4,00
TIL209A	4,00
FND70	30,00
FND71	30,00
FND357	35,00
FND500	42,00
FND501	42,00
FNS700	14,00
DR2000	33,00
DR2010	33,00
DR2020	29,00
DR2030	26,00
DR2100	38,00
DR2110	42,00
FL105	8,00
FL107	8,00
SSL54	38,00
SSL52	23,00
MRD150	15,50
MRD3054	82,00



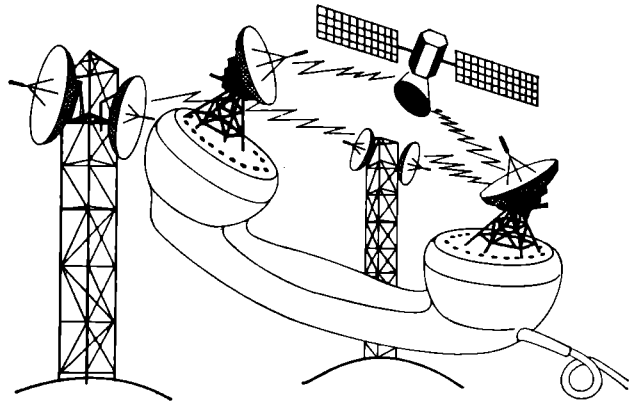
IMPORTANTE

PEDIDOS MÍNIMO PARA REMESSA CR$ 500,00 (CHEQUE VISADO PAGÁVEL EM SÃO PAULO) OU REEMBOLSO AÉREO. NÃO ATENDEMOS PELO REEMBOLSO POSTAL. ANEXAR CR$ 20,00 PARA EMBALAGEM - IMPOSTO INCLUSO NOS PREÇOS. DESCONTOS ESPECIAIS PARA GRANDES QUANTIDADES. ESTAS OFERTAS SOMENTE SERÃO VÁLIDAS -- POR 30 DIAS

Filcres Importação e Representações Ltda.
RUA AURORA, 165 - CEP. 01209 - CP 18767 - TEL.2214451 - 2213993 - SP

SOLICITE NOSSO CATÁLOGO GERAL

TELECOMUNICAÇÕES



EM PAUTA

Aquilino R. Leal *

VI — QUADRIPOLOS

INTRODUÇÃO

A uma simples inspeção dos circuitos de transmissão de potência elétrica ou de comunicações podemos afirmar que os mesmos, na maioria dos casos, são compostos por circuitos passivos básicos interligados entre si adequadamente. Estes circuitos básicos apresentam dois terminais de entrada e dois de saída — cada um desses dois pares de terminais recebendo o nome de **acesso:** acesso de entrada e acesso de saída são, respectivamente, os nomes dados ao par de terminais de entrada e ao de saída.

Estes circuitos elementares, por apresentarem quatro terminais, recebem o nome de **quadripolos.** Como exemplos de quadripolos podemos citar, entre muitos, o transistor e o conhecido transformador; no entanto, o circuito de quatro terminais mais importante talvez seja aquele que se relaciona com os filtros elétricos, que são dispositivos que permitem a passagem, através deles, de uma certa banda de freqüências. Tão importante quanto estes, temos os quadripolos atenuadores (ou equalizadores) e ambos serão tema de futuros artigos.

Em suma, podemos dizer que um quadripolo é uma rede de dois acessos nos quais se verifica uma queda de tensão e a corrente que "entra" num terminal de um acesso é a mesma que "sai" do outro terminal do mesmo acesso.

Na fig. 1 representamos uma caixa (a famosa "caixa preta"!) com quatro terminais, caracterizando um quadripolo; o conjunto de componentes elétricos representados pela caixa é, justamente, o que chamamos de quadripolo.

Convencionaremos serem positivas as correntes que "entrarem" no quadripolo e negativas as que "sairem". O potencial de um terminal será positivo em relação ao outro terminal do mesmo acesso se no primeiro a corrente tende a

* **Engº de Telecomunicações da TELERJ (ex - CTB)**
Dpto. Eng. de Implantação de Comutação



Figura 1

Representação de um quadripolo.

entrar no quadripolo (fig. 2). A diferença de potencial (d.d.p.) entre dois pontos A e B será representada por V_{AB}, em que $V_{AB} = V_A - V_B$; se $V_A > V_B$, então $V_{AB} > 0$ e se $V_A < V_B$, então $V_{AB} < 0$ e reciprocamente. Pelo exposto, é claro que $V_{AB} = -V_{BA}$.

Posto isto, as características de entrada e saída de um transistor, por exemplo, podem ser analisadas à luz da teoria dos quadripolos. A fig. 3-A mostra um transistor NPN na configuração EC (emissor comum); a mesma figura mostra, por meio de setas, as correntes do transistor. Observemos que tanto a d.d.p. V_{BE} como V_{CE} são positivas; as setas indicativas destas d.d.p. partem do menor potencial (—) para o de maior potencial (+). Já para o transistor PNP (fig. 3-B), estas mesmas d.d.p. são negativas; as respectivas setas indicativas não partem mais do "—" para o "+", como no caso precedente, porém apontam em sentido contrário (do "+" para o "—"), caracterizando, desta forma, uma queda de potencial negativa.

Ainda com referência à fig. 3, notemos que no transistor NPN a corrente de emissor (I_E) é negativa, pois a mesma tende a sair do quadripolo, enquanto que no transistor PNP ela é positiva (tende a entrar no quadripolo). O sentido da corrente I_E é indicado pela seta do símbolo do transistor, informando-nos se o mesmo é NPN ou PNP.

Em realidade, na maioria dos casos práticos, um quadripolo é composto pela interligação em "cascata" (série) de vários quadripolos básicos ou elementares. As propriedades que regem cada um desses quadripolos elementares são as mesmas que regem o quadripolo composto e vice-versa. Isto permite analisar individualmente cada quadripolo elementar para logo a seguir estudar as características de toda a unidade, como um só quadripolo.

Um quadripolo é dito **passivo** quando no mesmo não existirem baterias ou amplificadores que contribuam de uma ou de outra forma na transmissão de energia. É dito **ativo** em caso contrário.

Um quadripolo é dito **linear** quando seus componentes, resistores (ôhmicos), capacitores (não eletrolíticos) ou bobinas (sem núcleo de ferro) não têm seus valores dependentes da tensão ou da corrente do sinal de excitação e, evidentemente, é dito **não linear** em caso contrário.

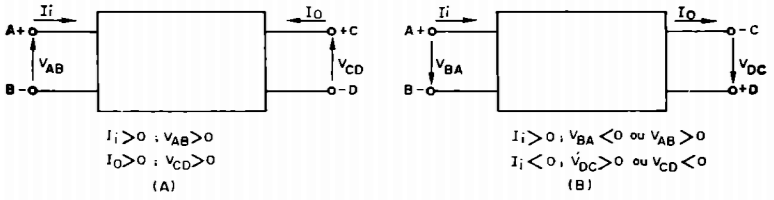


Figura 2

Convenção dos sentidos das correntes e tensões num quadripolo.

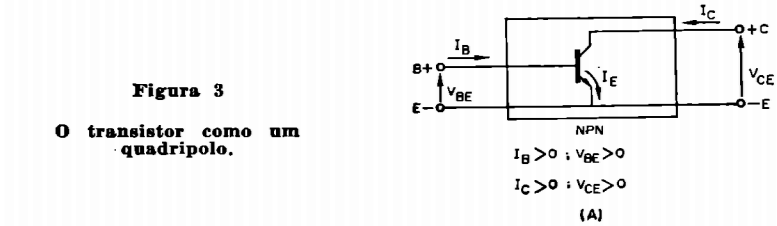


Figura 3

O transistor como um quadripolo.

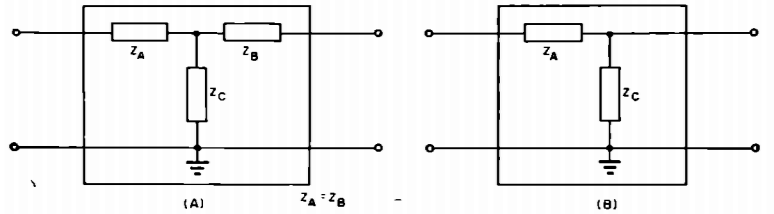


Figura 4

Quadripolos. (A) — Simétrico. (B) — Assimétrico.

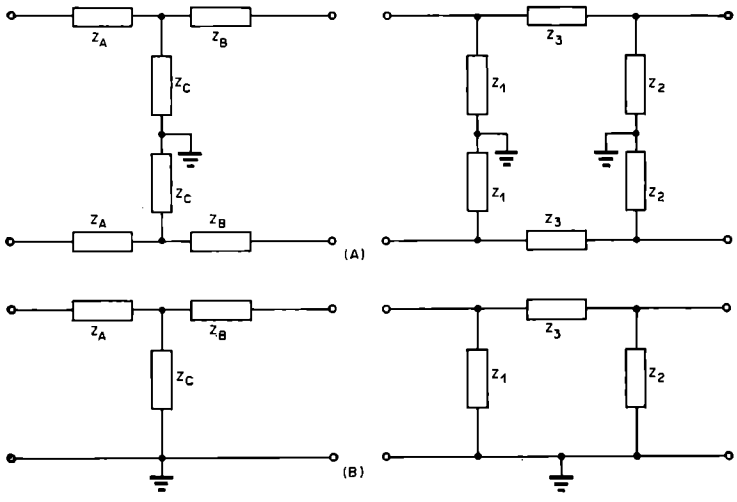


Figura 5

Quadripolos. (A) — Balanceados, tipo "T" e "π". (B) — Não balanceados, tipo "T" e "π".

Além disso, os quadripolos podem ser **simétricos** (fig. 4-A), ou **não simétricos** (fig. 4-B). São simétricos todos aqueles que apresentam a mesma impedância, tanto no acesso de entrada como no de saída, e serão não simétricos em caso contrário, isto é, quando os valores das duas impedâncias mencionadas forem diferentes entre si. Observe a simetria dos seus componentes na fig. 4-A.

Os quadripolos podem ainda ser classificados em **balanceados** (fig. 5-A) e **não balanceados** (fig. 5-B). Nos quadripolos balanceados os dois terminais de um mesmo acesso apresentam potenciais iguais, porém simétricos em relação à terra (massa). As antenas dipolo e as linhas de transmissão geminadas são exemplos de circuitos balanceados, enquanto que a linha de cabo coaxial é não balanceada.

Para complementar deve-se dizer que o quadripolo não é, necessariamente, constituído por quatro terminais; em muitos casos, como por exemplo o da fig. 5-B, dois terminais constituem na realidade um único terminal — no exemplo dado, este terminal constitui a massa do circuito.

Dependendo da configuração da disposição dos componentes de um quadripolo, estes recebem denominações de acordo com a referida configuração. Na fig. 6-A, B e C tem-se, respectivamente, a estrutura física de um quadripolo tipo L, tipo T ou Y e tipo π ou Δ (lêem-se, respectivamente, "pi" e "delta"), ambos não balanceados.

UNIDADES DE ATENUAÇÃO

É comum expressar-se a atenuação ou ganho provocado por um quadripolo em termos de unidades **neper**, principalmente quando o quadripolo desempenhar o papel de um atenuador; a unidade neper, neste caso, torna-se mais útil do que a conhecida unidade decibel, pois possibilita mais simplificações algébricas no decorrer da análise de um quadripolo atenuador, principalmente do tipo resistivo.

Como é do nosso conhecimento, o decibel é a unidade atribuída ao resultado obtido, menos uma constante, quando se determina o logaritmo decimal da razão entre duas potências, normalmente entre a potência de saída e de entrada de um quadripolo, expressas numa mesma unidade.

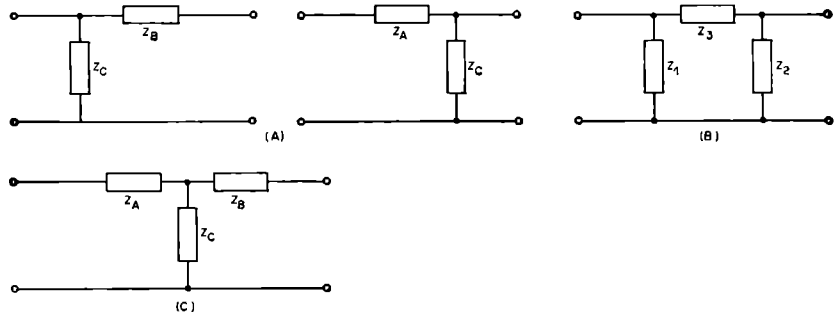


Figura 6

Tipos de quadripolos. (A) — Tipo "L". (B) — Tipo "π" ou "Δ". (C) — Tipo "T" ou "Y".

Da mesma forma, o ganho ou atenuação também pode ser expresso em unidades neper desde que se tome, em vez do logaritmo decimal, o **logaritmo natural** da razão entre as referidas potências. O sistema de logaritmos naturais, também conhecidos por **hiperbólicos** ou **neperianos**, emprega a base "e", em que e representa o número real 2,718281...

De uma forma geral, o número de unidades decibel é obtido por intermédio da expressão $G_D = 10 \log \left(\frac{Po}{Pi} \right)$ — I, em que Po e Pi representam, respectivamente, as potências de saída e entrada, expressas numa mesma unidade coerente, de um quadripolo e log é a abreviatura dada ao logaritmo decimal. Quando $G_D < 0$ dizemos que houve uma atenuação de potência ($Po < Pi$); se $G_D > 0$ diremos que houve um ganho de potência ($Po > Pi$) e, finalmente, se $G_D = 1$, diremos que não houve nem ganho nem atenuação de potência ($Po = Pi$).

Observemos que para os quadripolos passivos o ganho G é obrigatoriamente negativo; para evitar o inconveniente sinal negativo nos desenvolvimentos algébricos posteriores, representaremos este ganho negativo, que na realidade é atenuação, pela letra maiúscula A. "A" de atenuação, invertendo a razão entre as potências, ou seja: $A_D = 10 \log \left(\frac{Pi}{Po} \right)$ - II. Desta forma, iremos manipular números positivos ao invés de negativos, o que é mais cômodo quando se estudarem os quadripolos passivos ou mesmo quando se analisarem circuitos que provoquem atenuação do sinal.

Para maiores detalhes sobre a unidade decibel recomenda-se a leitura do trabalho "O Decibel e... Eu", Revista nº 323 — março/75, do autor.

De uma forma semelhante, as unidades neper são definidas pela seguinte expressão: $G_N = \frac{1}{2} \cdot \log_e \left(\frac{Po}{Pi} \right)$ ou $G_N = \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{Po}{Pi} \right)$ — III. A abreviatura $\ln$ indica tratarem-se de logaritmos naturais, enquanto o N de G_N informa que o ganho deve ser expresso em unidades neper, da mesma forma que o D de G_D indica tratarem-se de unidades decibel.

Pelas mesmas razões anteriormente expostas para o decibel, definimos a atenuação em unidades neper de um quadripolo pela expressão $A_N = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{Pi}{Po} \right)$ — IV.

Em decorrência das propriedades operatórias dos logaritmos, podemos reescrever as expressões III e IV como: $G_N = \ln \sqrt{\frac{Po}{Pi}}$ — III' e $A_N = \sqrt{\frac{Pi}{Po}}$ — IV'. Dito isto procuremos encontrar uma expressão algébrica que permita transformar as unidades neper em unidades decibel e vice-versa. De III vem:

$$\frac{Po}{Pi} = e^{2 G_N}$$

Substituindo este valor na expressão I vem:

$G_D = 10 \log e^{2 G_N}$ ou $G_D = 2 G_N \cdot 10 \log e$

Como $\log e \cong 0{,}434$, encontramos:

$$G_D = 8{,}686 \; G_N \text{ — V}$$

isto é, a unidade decibel é 8,686 vezes maior que a unidade neper.

Partindo da expressão anterior facilmente se chega a $G_N = 0{,}115 \; G_D$ — VI, isto é, a unidade neper é 0,115 vezes maior que a unidade decibel.

Exemplificando: seja o quadripolo apresentado na fig. 1, no qual as potências de entrada e saída valem, respectivamente, 2,0 W e 1,5 W; a atenuação introduzida pelo quadripolo é:

em unidades decibel — de II:

$$A_D = 10 \log (2{,}0/1{,}5) \cong 10 \log 1{,}33 \cong$$
$$\cong 10 \cdot 0{,}125 \Longrightarrow A_D = 1{,}25 \text{ dB}$$

em unidades neper — de IV:

$$A_N = 0{,}5 \ln (2{,}0/1{,}5) \cong 0{,}5 \ln 1{,}33 \cong$$
$$\cong 0{,}5 \cdot 0{,}288 \Longrightarrow A_N = 0{,}144 \text{ neper}$$

Podemos constatar que realmente 1,25 dB corresponde a 0,144 neper e vice-versa, pois $8{,}686 \cdot 0{,}144 \cong 1{,}25$ e $0{,}115 \cdot 1{,}25 \cong 1{,}44$, ao empregar, respectivamente, as expressões V e VI.

MAXIMA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA

A questão aqui é determinar sob que condições se consegue u'a maior transferência de ener-

gia, transmitida por um gerador que forneça E volts, de impedância interna Zi, para um receptor de impedância Zo (fig. 7). Ainda, deseja-se determinar qual é o valor dessa energia máxima irradiada ou transmitida.

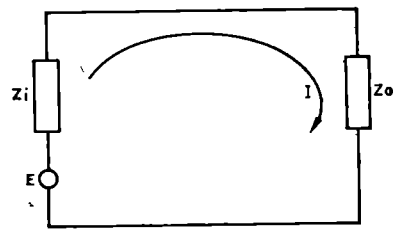


Figura 7

Transferência de energia.

Para um estudo mais apurado, consideremos serem complexas as impedâncias Zi e Zo, isto é, da forma: $Zi = Ri + jXi$ e $Zo = Ro + jXo$. Ri e Ro são resistências puras, enquanto Xi e Xo são reatâncias capacitivas e/ou indutivas. Dito isto, podemos escrever:

$$\left.\begin{array}{l} |Zi| = \sqrt{Ri^2 + Xi^2} \\ |Zo| = \sqrt{Ro^2 + Xo^2} \end{array}\right\} \text{ — VII (as barras verticais indicam tratar-se de módulo)}$$

A corrente, em módulo, que circula pelo circuito, é:

$$\frac{E}{|Zi + Zo|} \quad \text{ou} \quad \frac{E}{\sqrt{(Ri + Ro)^2 + (Xi + Xo)^2}}$$

Como a potência absorvida pela carga Zo para o circuito em questão é Io^2Zo, vem:

$$Po = \frac{E^2}{(Ri + Ro)^2 + (Xi + Xo)^2} \cdot Zo$$

A expressão acima pode ser decomposta na soma de duas potências: uma real ou ativa e outra imaginária ou reativa; para o nosso caso só há especial interesse para a primeira componente, que é efetivamente a potência absorvida pela carga, podendo ser expressa como:

$$Po = \frac{E^2}{(Ri + Ro)^2 + (Xi + Xo)^2} \cdot Ro \text{ — VIII}$$

Tratando-se de impedâncias puramente resistivas, a expressão assume o seguinte aspecto:

$$Po = \frac{E^2}{(Ri + Ro)^2} \cdot Ro \text{ — IX}$$

Observemos que neste caso a potência absorvida será nula quando $Ro = 0$ ou quando $Ro \to \infty$, isto é, quando o valor da resistência de saída for nulo ou muito, muito grande; partindo destas considerações e da equação precedente, podemos elaborar um gráfico que, no eixo das abcissas, marcamos os diversos valores de Ro e, no eixo das ordenadas, o valor da potência Po recebida para os diversos valores de Ro, mantendo-se porém fixo o valor da impedância resistiva do gerador. Tal gráfico é mostrado na fig. 8; ao examiná-lo podemos concluir que para

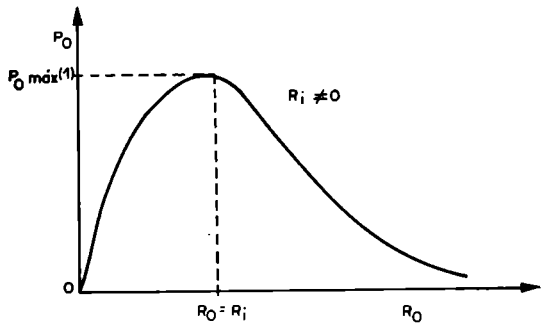


Figura 8

Aspecto da variação da potência transmitida em função da impedância da carga.

um certo valor de Ro a potência absorvida pela carga é máxima; este valor de Ro, como veremos adiante, corresponde exatamente ao valor de Ri — impedância resistiva da fonte — e, então, a potência máxima absorvida, de acordo com IX, será:

$$P_{oM} = \frac{E^2}{4\,Ro} \text{ — X}$$

Para uma fonte ideal (tais fontes não existem na prática) temos $Ri = 0$ e a potência máxima irradiada será, de acordo com IX, E^2/Ro, ou seja, exatamente quatro vezes maior que a potência máxima irradiada quando a fonte não for ideal.

O gráfico da fig. 9 dá uma idéia da variação da potência transmitida, ou função da impedância resistiva Ri da fonte ao se manter fixo o valor da impedância puramente resistiva da carga.

Deixando de considerar as impedâncias da fig. 7 como puramente resistivas, voltamos à expressão VIII. Com o auxílio do cálculo diferencial é imediato concluir que esta expressão admite um máximo valor que se verifica quando tivermos as componentes resistivas das duas impe-

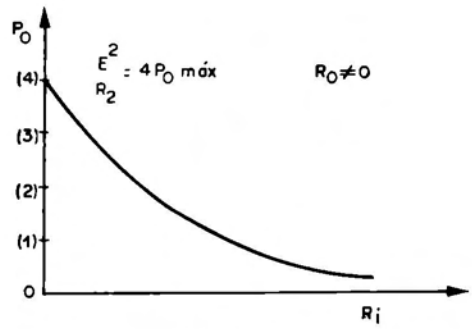


Figura 9

Aspecto da variação de potência transmitida em função da impedância da fonte.

dâncias iguais entre si, e as componentes reativas simétricas, ou, matematicamente, quando:

$$Ro = Ri \text{ e } Xo = -Xi \text{ ou,}$$
$$\text{mais compactamente, } Zo = Zi^* - XI$$

Em tempo: se $Z = R + jI$, então $Z^* = R - jI$ e os dois fasores, nestas condições, são ditos conjugados.

Resumindo: A máxima transferência de energia para a carga do circuito da fig. 7 é conseguida quando a impedância da carga for conjugada da impedância interna da fonte (veja a expressão XI).

Principalmente nas linhas de transmissão de alta potência devemos sempre levar em conta o casamento de impedâncias para obter-se da mesma um máximo rendimento de transmissão, evitando a inconveniente reflexão, que é tão conhecida, principalmente dos radioamadores e antenistas.

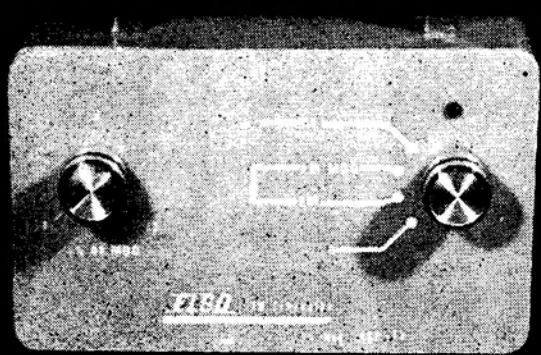
Ω

ERRATA

Pedimos aos leitores que anotem as seguintes correções na tabela de níveis de potência, publicada à página 40 da edição de abril (nº 336), do artigo "Projeto Prático de Sistemas de Som":

Ambiente fechado silencioso	**2 W para cada 700 m²**
Ambiente fechado barulhento	**6 W para cada 700 m²**
Ambiente aberto silencioso	**1 W para cada 90 m²**
Ambiente aberto barulhento	**3 W para cada 90 m²**

GERADOR F.M. ELGO MOD. 4GP—TX



- 10.7 MC/S ± 0,3%
- HARMONICAS NA FAIXA FM—96.3 E 107.0 MC/S
- MODULAÇÃO 400 C/S

EM FREQUENCIA

- SAIDA DE AUDIO
- PESO 450 GRAMAS
- INDICADOR LED
- DIMENSÕES 155 X 120 X 60MM
- ALIMENTAÇÃO 6V

PREÇO CR$ 920,00
IMPOSTO INCLUSO
CHEQUE VISADO PAGAVEL S. PAULO

ELGOTRONIC INDUSTRIA E COMERCIO DE APARELHOS ELETRICOS E ELETRONICOS LTDA
R.WANDERLEY 398 SP-05011

A VENDA: ELETRONICA CENTENARIO LTDA
CASA RADIO TELETRON LTDA
CASA RADIO FORTALEZA LTDA

PARA: ★FM★TV★AF

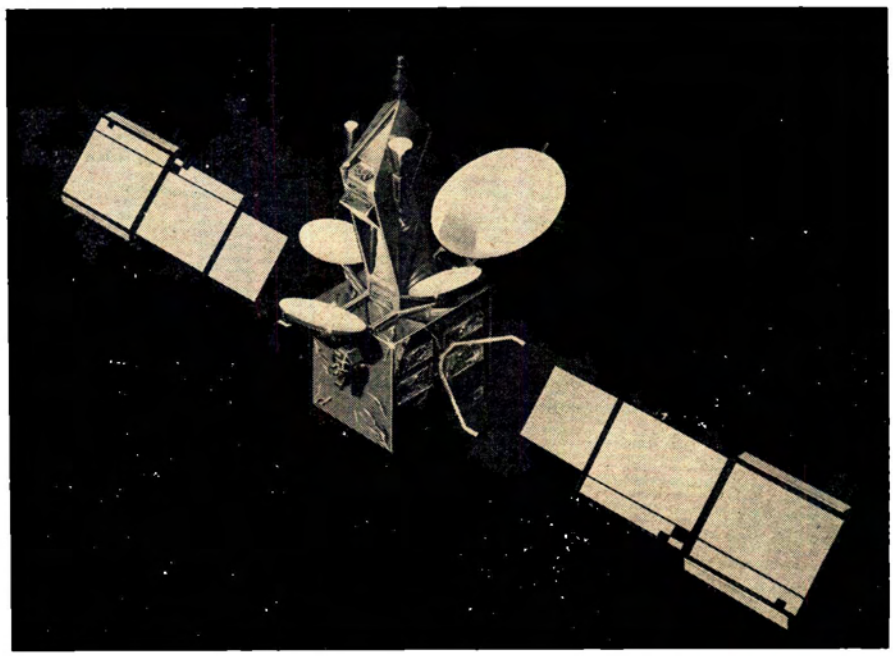
O Brasil nas Telecomunicações por Satélite

O Brasil transformou-se no quarto maior proprietário da Intelsat (International Telecommunications Satellite Organization), aumentando a sua participação de 2,5 para 4,9 por cento sobre o capital daquele consórcio, durante a IV Reunião de Signatários da Intelsat, realizada entre os dias 6 e 9 de abril, em Cingapura.

A Intelsat foi criada em 1964, como uma Sociedade Comercial Internacional, destinada a planejar, implantar e controlar o sistema mundial de comunicações por satélites. Hoje, com 92 países associados, a organização tem um patrimônio realizado de 500 milhões de dólares, representado por 4 satélites posicionados, além de três outros para reserva operacional, nas regiões do Atlântico, Pacífico e Índico, com uma capacidade total de 18 mil circuitos de voz e um número variável de canais exclusivos para transmissões de TV.

A posição do Brasil

O novo investimento do Brasil (9,5 milhões de dólares, com rendimentos anuais pré-fixados de 14 por cento), garante uma posição de destaque entre os signatários do sistema Intelsat, com maior peso de voto, ficando superado apenas pelos Estados Unidos (com 33,57 por cento), Reino Unido/Irlanda (10,95) e França / Mônaco (5,17).



Satélite Intelsat V, proposto pela Aeronutronic Ford para aumentar a capacidade mundial de telecomunicações, a partir de 1979.

Além disso, o Brasil já era o 10º maior usuário dos satélites Intelsat, em 1974, posição que lhe garantia o lugar permanente na Junta de Governadores (onde representa também Portugal), composta por 23 membros, representando 73 países. É preciso destacar, ainda, que a partir de julho do ano passado a Embratel alugou, em caráter permanente, um **Transponder** com 360 canais de voz no Intelsat IV, que lhe permitiu estabelecer transmissões diretas de serviços (principalmente TV) para Manaus, Boa Vista e Cuiabá.

Essa capacidade, somada aos 296 canais exclusivos utilizados habitualmente pelo Brasil para as comunicações internacionais, além do aluguel temporário de circuitos de voz e de canais de TV, permitiu que em 1975 a média de utilização brasileira nos satélites Intelsat fosse a quarta maior entre os seus usuários.

Em 1979, o Intelsat V

A reunião dos signatários do Intelsat, em Cingapura, teve ainda vários outros assuntos de serviço de satélites, destacando-se o aumento do capital autorizado da Intelsat, de 500 para 900 milhões de dólares, para maior flexibilidade financeira da organização, em vista ao lançamento de um novo satélite, o Intelsat V, a partir de meados de 1979.

Este satélite, segundo declarações de um representante da Aeronutronic Ford, a subsidiária aeroespacial da conhecida fábrica de automóveis e líder de um dos consórcios formados para a fabricação do Intelsat V, será um dos mais sofisticados engenhos a girar em órbita terrestre, com a incumbência de ampliar a capacidade de telecomunicações transmitidas entre as regiões dos oceanos Atlântico, Índico e Pacífico.

O Intelsat V se destaca, ainda, pela confiabilidade de vários de seus componentes, aprovados e testados em outros engenhos espaciais, e pela sua revolucionária técnica de estabilização em órbita através de três eixos. Seu princípio de construção segue, no entanto, novas técnicas com montagem em três módulos principais, incluindo antenas, centro de comunicações e sub-sistema de operações. Além disso, possui duas grandes "asas" telescópicas, funcionando como captadoras da energia solar para a alimentação de suas baterias.

Ω



TRANSFORMADORES PARA DIVERSOS FINS:
Monofásicos e Trifásicos a seco de Baixa Tensão

ESTABILIZADORES DE VOLTAGEM AUTOMÁTICOS "NUCLEO SATURADO":
Para aparelhos de TV a Cores e a Branco e Preto. Modelos especiais para máquinas contábeis, computadores, fotocopiadoras, etc.

REGULADORES DE VOLTAGEM:
Manuais e Auto Transformadores de 300 a 5.000 Watts

INDÚSTRIAS ELÉTRICAS
KRON S.A.

Rua Dom Bosco, 1.171
Fones: 1335 e 2016 - Cx. Postal 167
13470 - AMERICANA - S.P.

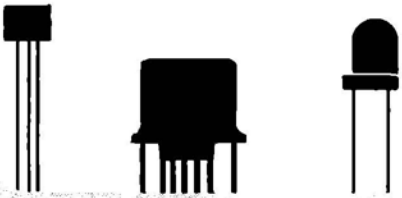
monitor promoções

ELETRONICA LTDA
dataironix





Semicondutores
MOTOROLA



SÃO PAULO — Av. Pacaembu, 746 — 1º andar — Tels: 67-8725 e 66-7929 — CEP: 01234 — RIO DE JANEIRO — Representante: Ivo Amorim Gonçalves — Rua República do Líbano, 61 — sala 920 — Tel.: 221-2845 — PORTO ALEGRE — Representante: Biaggio Polito — Rua Tiradentes, nº 298 — C.P. 1661 — Tel.: 25-0293

INTERFERÊNCIAS ELETRO-MAGNÉTICAS EM AUTO-RÁDIOS

Álvaro Ribeiro *

ORIGEM DAS INTERFERÊNCIAS ELETRO-MAGNÉTICAS

As interferências na recepção de rádio ou televisão têm como causa as ondas de interferência, produzidas por processos eletro-magnéticos repentinos que se propagam pelo espaço, chegando — através da antena — ao receptor.

Tais ondas podem se manifestar sob a forma de "interferências atmosféricas", quando oriundas de descargas elétricas na atmosfera. Também, por ocasião da interrupção ou do fechamento de circuitos de corrente, ou quando se produzem faíscas em aparelhos elétricos, formam-se ondas de interferências que prejudicam a recepção em aparelhos situados nas imediações. Toda e qualquer peça do equipamento elétrico na qual se formem faíscas ou na qual se interrompam ou se fechem circuitos, constitui-se, portanto, em uma fonte de interferências eletro-magnéticas. Exemplos: as velas de ignição, chaves elétricas, etc.

Quando saltam as faíscas entre os eletrodos das velas e do distribuidor de ignição ou entre os contactos de um interruptor, formam-se impulsos (que podem ser designados por "ondas ambulantes") suscetíveis de se espalharem através de toda a rede de alta ou baixa tensão, podendo ser irradiados ao espaço, pelos diversos fios condutores, sob a forma de ondas de interferência. Se essas ondas atingirem a antena receptora de qualquer aparelho de televisão ou rádio nas imediações, causarão interferências que, sob a forma de crepitações, estalos, zumbidos, ruídos borbulhantes ou sibilantes no alto-falante, ou de distorção no vídeo, poderão prejudicar ou mesmo impossibilitar a recepção. As medidas para a eliminação dessas interferências recebem a denominação de "supressão das interferências eletro-magnéticas".

SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIAS

A supressão de interferências é u'a medida indispensável para qualquer televisor, receptor de rádio ou transmissor, quando se deseja uma recepção ou transmissão isentas de qualquer interferência de origem eletro-magnética. Para a supressão de interferência em auto-rádios existem jogos de supressão, que devem ser instalados segundo as res-

* dos estúdios RCA

pectivas instruções. Obtém-se, assim, uma supressão perfeita das interferências eletro-magnéticas, sem perda de tempo em tentativas.

A ignição (em especial as velas, o distribuidor e os contactos do platinado) constitui-se na principal fonte de interferências do equipamento elétrico de um veículo, devendo portanto ser submetida à supressão de interferências. A supressão de interferências inclui também o dínamo e o regulador de tensão.

Outros dispositivos do equipamento elétrico no veículo (por exemplo: motor de partida, interruptores, etc.) também podem produzir interferências; entretanto, como são utilizados durante apenas curtos intervalos de tempo, na maioria dos casos pode ser dispensado o uso de supressores.

Superfícies esmaltadas (pintadas) são a causa de contactos imperfeitos e, portanto, também de ligações deficientes entre os diversos componentes da carroceria ou entre peças da carroceria e o chassi do veículo. Com isso, a blindagem (isolamento) do compartimento do motor e das fontes de interferências nele contidas é falha, o que prejudica a supressão dessas interferências.

Em regime de velocidade mais ou menos elevada, em pista seca, podem ocorrer interferências eletrostáticas em virtude da carga elétrica das rodas do veículo. Essas interferências podem chegar a perturbar de tal modo que se torne necessário eliminá-las também. Da mesma forma podem as correias (por exemplo, do dínamo) acumular carga eletrostática e, dessa forma, provocar interferências. A solução é, nesse caso, o emprego de correias grafitadas.

COMO PODEM SER ELIMINADAS AS INTERFERÊNCIAS ELETRO-MAGNÉTICAS?

Em princípio, as interferências eletro-magnéticas devem ser eliminadas ou suficientemente "abafadas" no próprio local de sua origem, mediante dispositivos adequados de supressão.

Na rede de tensão de ignição instalam-se, para esse fim, diretamente nas fontes de origem das interferências, ou seja, nas velas de ignição, terminais especiais com resistores supressores de interferências. No distribuidor de ignição o rotor normal é substituído por um rotor especial com resistor supressor de interferências. Com isso, as ondas de interferências nos cabos de ignição são amortecidas.

A resistência elétrica, que é acrescentada ao circuito de ignição, em virtude das medidas de eliminação das interferências, terá que ser a mais baixa possível. Os dispositivos para supressão de interferência são de baixo valor ôhmico e de alta eficácia. Os valores verificados são, em geral, os seguintes: em veículos sem distribuidor de ignição o valor da resistência, para cada circuito de ignição, importa em 10 000 ohms (quando se empregam velas de ignição com resistores supressores de interferência de 5 000 ohms cada); em veículos com distribuidor de ignição a resistência total no âmbito das Ondas Longas e Ondas Médias não ultrapassa, via de regra, 6 000 ohms, ao passo que no âmbito das Ondas Curtas e Ondas Ultra Curtas (freqüência modulada) atinge um máximo de 15 000 ohms para cada circuito de ignição.

Na rede de baixa tensão ligam-se capacitores de supressão de interferência (comumente chamados de condensadores) a todos os fios condutores que partem da fonte de origem da respectiva interferência. Com isso, consegue-se desviar para a massa (chassi) do veículo, e tornar inofensiva, a maior parte da indesejável energia de interferência. Capacitores, que servem principalmente para supressão de interferências no âmbito das Ondas Curtas e das Ondas Ultra Curtas (freqüência modulada), são intercalados nos fios condutores de baixa tensão, nas proximidades imediatas da origem de interferência.

As peças da carroceria que envolvem o motor constituem uma blindagem apreciável para as fontes de interferências contidas no espaço ocupado pelo motor (equipamento de ignição, equipamento de eliminação). Quanto mais perfeita for essa blindagem, mais favorável ela será para supressão de interferências. Uma blindagem falha (em virtude da existência de superfícies de contactos esmaltados entre as peças da carroceria) poderá ser corrigida pelo emprego de fitas ou malhas de contacto à massa.

As despesas com a supressão de interferências podem ser consideravelmente reduzidas, instalando-se no ponto certo do veículo uma antena apropriada. As antenas tipo vareta são as que mais favorecem a supressão de interferências, podendo ser instaladas nas proximidades do receptor (fio de ligação curto); são portanto mais indicadas que qualquer outro tipo de antena.

Uma boa ligação elétrica entre o dispositivo de fixação da antena e a massa do veículo, bem como entre a blindagem da entrada da antena e a massa do veículo e carcaça do receptor, sempre terá influência

vantajosa sobre a supressão de interferências. Ao passar o cabo da antena ou qualquer outro condutor blindado através de paredes de chapa, deve-se cobrir o fio ou cabo em questão com protetores de borracha, a fim de evitar qualquer atrito, que por sua vez poderia causar interferências eletro-magnéticas.

JOGOS DE SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIAS

Os jogos compreendem terminais supressores de interferências, tanto para velas como para distribuidores de ignição, luvas, capacitores supressores de interferências, fitas de contacto à massa, bem como todos os fios condutores, suportes, braçadeiras e peças de fixação necessários para a instalação dos referidos dispositivos. Os diversos elementos do jogo devem ser montados e instalados rigorosamente de acordo com as instruções. Somente assim obtém-se uma perfeita supressão de interferências e sem perda de tempo. No entanto, essa supressão atingirá um grau ótimo se o respectivo aparelho de rádio for blindado, isto é, se possuir uma carcaça eletricamente fechada. Receptores com carcaça de plástico (rádios portáteis) nem sempre permitem uma supressão completa, possibilitando apenas a recepção nítida de emissoras de bastante potência. Somente em casos raríssimos é que se consegue, nesses aparelhos, melhorar a supressão por meio de dispositivos adicionais.

A recepção sem interferência no auto-rádio instalado no veículo depende, porém, de uma série de diferentes fatores. Entre esses cabe aqui mencionar o próprio auto-rádio, sua sensibilidade e largura de faixa, suas faixas de ondas, o tipo de modulação (AM ou FM), a disposição da antena e o fio de ligação da antena ao rádio, bem como a blindagem metálica do rádio. Aquelas ondas de interferências que poderiam chegar ao receptor sob a forma de interferências provenientes da fonte de alimentação são, nos bons rádios, frustradas mediante dispositivos de supressão dispostos na entrada de corrente. Importantes fatores são o tipo da carroceria, a blindagem do motor e de seu equipamento elétrico por peças da carroceria, metálicas ou não (carroceria inteiriça de aço, carroceria de plástico, etc.). Em um veículo com carroceria inteiriça de aço, ou cujo motor tenha alojamento metálico, a supressão das interferências é mais simples do que em um veículo com carroceria de plástico ou outro material. Contactos imperfeitos dos diversos componentes da carroceria inteiriça de aço entre si, bem como com o chassi do veículo, podem eventualmente ser melhorados mediante fitas de contacto à massa.

A eficiência dos dispositivos de supressão de interferências utilizados também representa papel importante, pois a escolha acertada de tais dispositivos contribuirá para uma supressão mais perfeita. É evidente que, por motivos econômicos, o número de dispositivos supressores utilizados deve ser o mais reduzido possível.

Mediante a supressão normal, pode-se reduzir o efeito das ondas de interferência apenas até um determinado grau. Para conseguir uma eliminação radical, sem nenhum resto de interferência, seria necessária uma blindagem completa e dispendiosa, do tipo usado nos veículos militares. De qualquer forma, porém, deve a intensidade do campo de interferência ser tão reduzida que seja insignificante em relação à intensidade do campo útil de alguma emissora menos potente que ainda se deseje sintonizar sem nenhuma interferência. No caso de uma emissora de AM (amplitude modulada), essa supressão é mais difícil de se conseguir do que quando de uma emissora de FM (freqüência modulada), pois as ondas eletro-magnéticas de interferências, de alta freqüência, que partem do equipamento elétrico de veículos a motor, possuem as mesmas características de modulação que as emissoras de AM. A menor suscetibilidade às interferências é uma vantagem apreciável das emissoras de FM.

PONTOS DE ELIMINAÇÃO DE INTERFERÊNCIAS

Velas — Providenciar a substituição dos terminais comuns pelos terminais com supressores de interferência, fornecidos com o conjunto.

Distribuidor — Não modificar nada. Apenas verificar se o "cachimbo" contém uma resistência supressora; se não tiver, trocar o "cachimbo" por um que a contenha.

Bobina de ignição — Liga-se um capacitor supressor de interferências, com uma capacitância de 3 μF, entre o borne de entrada da corrente da bateria e a massa do motor. Se a bobina de ignição não se achar localizada junto ao bloco do motor, mas, por exemplo, no pára-lama, utiliza-se um capacitor supressor de interferência cuja conexão não isolada deve ser ligada ao bloco do motor mediante um condutor blindado.

Dínamos — Em dínamos com uma potência nominal de até 300 watts, pode (para fins de supressão de interferência)

ser conectado ao borne D+ apenas um capacitor supressor de interferência com uma capacitância de, no máximo, 0,5 μF. O emprego de capacitores supressores com capacitância acima de 0,5 μF pode provocar a danificação dos contactos do disjuntor. **Ao borne DF não ligar jamais qualquer capacitor supressor de interferência,** pois do contrário seriam danificados os contactos do regulador. Chamamos a atenção especialmente para este fato, pois o funcionamento de todo equipamento elétrico do veículo depende do funcionamento do dínamo e do regulador.

Reguladores — Ao borne B+ deve ser conectado um capacitor supressor de interferências com uma capacitância de 3 μF. É absolutamente indispensável atentar para que a conexão elétrica seja perfeita e que haja um contacto metálico perfeito (superfície sem esmalte e sem oxidação) entre a carcaça do dínamo e o capacitor supressor de interferências. Se com essa medida a supressão ainda não estiver perfeita, conecta-se ao borne D+ um capacitor supressor de interferências com uma capacitância de, no máximo, 0,5 μF. Para fixação dos capacitores ao dinamo devem ser utilizados apenas os furos e parafusos de fixação já existentes. Em caso de substituição de algum parafuso, o novo não deve, de forma alguma, ser mais comprido que o parafuso substituído. Não havendo os furos de fixação, pode-se prender a braçadeira de fixação do capacitor debaixo do suporte de fixação do regulador.

Motores elétricos — Consideramos aqui limpadores de pára-brisa, ventiladores, em suma, todos os motores elétricos para prolongados períodos de funcionamento. Para a eliminação de interferências de qualquer cabo condutor isolado que sair do motor elétrico, serve um capacitor supressor de interferências, que deve ser fixado sobre a massa do motor, em um ponto não esmaltado e isento de oxidação.

Equipamento indicador de direção — No equipamento indicador de direção, uma supressão satisfatória de interferência é, via de regra, difícil, quando não impossível. Por esse motivo é que se deveria omiti-la completamente, ainda mais se levarmos em consideração que, para fins de controle, é até desejável que se ouçam no alto-falante os leves estalos indicadores do funcionamento do pisca-pisca. Em regime de marcha acelerada, sobre pista seca, as rodas do veículo estão sujeitas a receber e acumular carga eletrostática originada em virtude do atrito dos pneus. A referida carga elétrica passa então ao chassi do veículo, o que é acusado pelo alto-falante do auto-rádio de u'a maneira bastante desagradável, ou seja, por meio de ruídos estridentes e fortes. Molas de contacto à massa, instaladas na calota do cubo, estabelecem uma boa ligação elétrica entre o cubo e o eixo da roda e, portanto, também ao chassi e a carroceria. Desta maneira, a carga eletrostática das rodas vai ter à massa do veículo, impossibilitando, portanto, a ocorrência de interferências eletrostáticas. Na maioria dos casos já é suficiente prover dos referidos contactos apenas as rodas não acionadas.

Fitas ou malhas de contacto à massa — O emprego de fitas de contacto à massa pode melhorar a supressão de interferência, especialmente quando o motor se achar apoiado sobre materiais isolantes (borracha) e os contactos metálicos entre motor, chassi, radiador, parede de pára-lama e capota do motor forem insuficientes. Mediante experiências deve-se verificar se o emprego dessas fitas contribui para melhorar a supressão de interferências, quando instaladas num dos seguintes pontos: fita de contacto do motor ao chassi, fita de contacto do motor à parede do pára-lama, fita de contacto da capota do motor à parede do pára-lama, fita de contacto do motor ao radiador, fita de contacto do regulador ao dínamo. Acontece, às vezes, que através de alavancas, tirantes, cabos flexíveis, tubos e condutores de tele-termômetros, sejam levadas tensões interferentes do motor à cabina de passageiros. Também essas tensões de interferência podem prejudicar a ' boa recepção radiofônica. Também aqui a solução mais indicada é, via de regra, o emprego de fitas de contacto à massa, que constituem uma ligação de boa condutibilidade entre as referidas peças (isto é, alavancas, tirantes, etc.) e a parede do pára-lama.

TESTE DE SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIAS

Após a instalação dos elementos componentes do jogo para supressão de interferências (sob observância das instruções), pode-se testar o seu efeito. Para esse fim leva-se o veículo em questão a um lugar livre de interferências, se possível fora da zona urbana e a uma distância suficiente de quaisquer condutores elétricos externos. No local escolhido deve-se verificar (com o motor do veículo desligado) se o auto-rádio apresenta sua plena sensibilidade em todas as faixas. Em aparelhos com antena ajustável deve-se ajustá-la de modo a se obter as melhores condições possíveis.

Eventualmente, medir também a carga da bateria. Esses testes permitem determinar também a não existência de interferências no local escolhido.

Para o teste que se segue (com o motor funcionando), o volume do auto-rádio deve ser aberto ao máximo, ao passo que o regulador de tonalidade deve encontrar-se na posição "claro" ou "agudo". Para teste nas faixas de Ondas Médias e Ondas Curtas (amplitude modulada), sintoniza-se o auto-rádio em pontos situados entre estações transmissoras, isto é, não se deve sintonizar uma estação. Se em qualquer ponto do dial ainda se ouvir interferências fracas, deve-se constatar se essas possam eventualmente interferir demasiadamente na recepção de alguma estação fraca situada nas imediações. Se esse não for o caso, pode-se considerar suficiente a supressão efetuada. Em caso contrário, pode-se eventualmente aperfeiçoar a supressão mediante fitas de contacto à massa. Deve-se proceder a uma revisão da fixação da antena e da blindagem do cabo de ligação da antena, bem como instalar uma fita de contacto à massa entre o capô do motor e a carroceria.

No âmbito das ondas de VHF (freqüência modulada) deve-se, para o teste, sintonizar exatamente uma estação. A qualidade da supressão é determinada da seguinte maneira: quanto mais se possa afastar o ponteiro para a esquerda ou para a direita da freqüência central da estação, sem interferências, tanto mais perfeita foi a supressão.

Este teste deve ser realizado com diversas estações, de potência de transmissão diferentes, pois com o veículo em marcha a intensidade do sinal na recepção oscilará bastante. Tais variações dependem, entre outros fatores, da posição da antena do veículo, da configuração do terreno, do sentido de deslocamento do veículo em relação à emissora e da potência desta. Por esse motivo não é permissível, em ondas de VHF, que se movimente o veículo durante o teste (também durante quaisquer trabalhos de complementação da supressão que eventualmente forem necessários). Mesmo alguns decímetros de alteração da posição do veículo já provocariam uma alteração dos valores de antena na recepção de uma ou outra estação transmissora e, conseqüentemente, a um julgamento incorreto dos resultados da supressão.

As causas das interferências, eventualmente remanescentes, são determinadas conforme segue.

Interferências provenientes do equipamento de ignição serão determinadas ligando-se e desligando-se a ignição com o veículo em plena marcha.

Para determinar-se as interferências causadas pelo dínamo, desliga-se o sistema de ignição com o motor funcionando com elevada rotação. Se o alto-falante emitir um som uivante, que decresce à medida que diminuir a rotação do motor, as interferências provêm do coletor.

Interferências oriundas do regulador de tensão são determinadas como na localização das interferências do dínamo. A diferença é que, em lugar de som uivante, o alto-falante reproduz os estalos dos contactos do regulador.

Limpadores de pára-brisas, aquecedores, motores para ar condicionado e outros acessórios podem ser testados com simples ligar e desligar dos mesmos.

As interferências eletrostáticas das rodas (que se verificam somente em estradas secas e lisas, com ar seco e achando-se o veículo em alta velocidade) desaparecem imediatamente acionando-se levemente os freios.

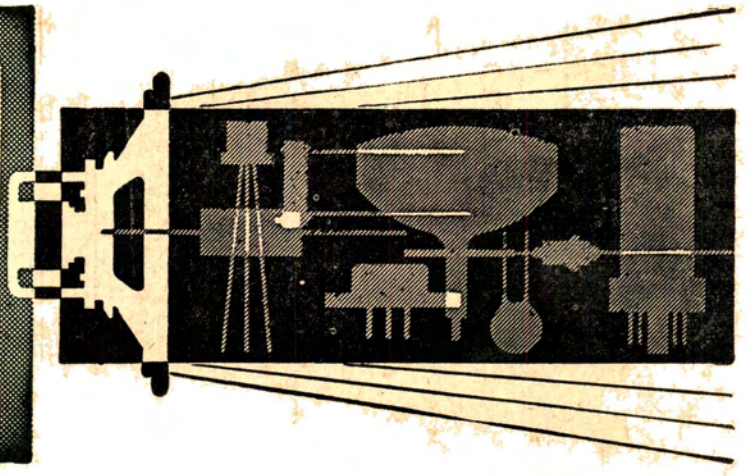
Os rádio-receptores de aplicação universal (rede ou bateria) devem ser examinados quanto ao grau de sua "estanqueidade elétrica", e se são ou não apropriados para funcionamento em um veículo em plena marcha, providos de elementos de supressão de interferência. Para esse fim liga-se ao receptor (antes do teste propriamente dito) uma antena artificial (antena "fantasma"), que "veda" eletricamente a bucha da antena, sem influir na sensibilidade do receptor.

Se, sob as condições acima descritas, forem perceptíveis no alto-falante interferências eletro-magnéticas, o rádio em questão é eletricamente "inestanque", não servindo portanto para recepção com o motor funcionando. Não se verificando interferências, o aparelho poderá ser testado com antena própria conforme o teste para auto-rádios acima descrito.

Todos os resultados dos testes devem ser avaliados com bom senso. Restando interferências fracas, deve ser analisado se elas perturbam a boa recepção ou se a sua recepção no alto-falante é tão insignificante que não devem ser consideradas incômodas. Esse critério é de suma importância, pois a completa eliminação de interferências fracas remanescente pode tornar-se bastante dispendiosa.

Ω

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



ECONOMIA DE 1 MILHÃO DE DÓLARES NO PRIMEIRO ANO DE PRODUÇÃO DE CINESCÓPIOS PHILCO

A Philco e a Invictus acabam de assinar contrato para utilização pela Philco, por um período de três anos, do prédio e equipamentos da fábrica de cinescópios da Invictus, em São Paulo, a partir de 01/05/1976.

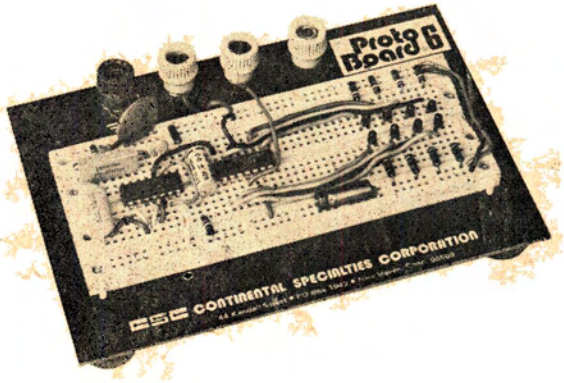
A Invictus continuará a fabricar, sem interrupção, os seus tradicionais e renomados produtos (auto-rádios, toca-fitas e circuladores de ar para automóveis), já tendo, para isso, adquirido local mais adequado para sua nova fábrica, onde terá condições de ampliar a sua produção.

Conforme informações do Sr. Adalberto S. Machado, Diretor Executivo da Philco, a atual capacidade da fábrica será elevada para aproximadamente 160 000 unidades ao ano, concentrando-se inicialmente na fabricação de cinescópios para televisores preto e branco de 12 e 17 polegadas.

No primeiro ano de operações, está prevista a economia de 1 milhão de dólares, pela substituição de importações e exportação de parte da produção, além da criação de novos empregos diretos e indiretos.

BASES PARA MONTAGENS EXPERIMENTAIS

A Datatronix Eletrônica Ltda. é a distribuidora para o Brasil das novas bases para montagens experimentais, produzidas pela CSC — Continental Specialities Corporation. Essas bases possuem orifícios no espaçamento padrão de 0,1 polegada, sendo portanto apropriadas para receberem circuitos integrados, transistores, resistores, capacitores, fios de interligação, etc., proporcionando grande economia de tempo e material nas montagens experimentais.



Uma das principais vantagens desse sistema reside no fato de não ser necessário soldar, sendo os componentes simplesmente encaixados nos orifícios da base, podendo-se alterar rápida e facilmente as ligações e sem danificar os componentes.

DISSIPADORES DE CALOR

Francisco Bezerra Filho *

1. INTRODUÇÃO

1.1 — Fontes geradoras de calor

Podemos gerar calor (1) através de diversos processos físicos, assim como: flexão, atrito, compressão e por combustão. Quando dobramos um pedaço de fio sólido, para um lado e para outro, várias vezes e rapidamente, verificamos que o fio se aquece no ponto onde sofre a maior flexão, ou seja, o fio adquire calor através do movimento de flexão. Quando um automóvel em movimento é freado, as lonas de freio se aquecem bastante. Esse calor é originado pelo atrito das lonas contra o aro da roda. Comprimindo-se certo volume de ar ou gás em um cilindro ou em um recipiente qualquer, por exemplo uma bomba de encher pneu de bicicleta, o ar no interior do cilindro torna-se mais quente. Portanto, quando aumentamos a pressão do ar ou gás, o mesmo adquire calor. Esse calor é originado devido à pressão exercida sobre o volume.

Como podemos verificar, o calor não é uma substância contida nos corpos (2) (na forma de calor), mas pode passar de um corpo para outro. A geração do calor consiste simplesmente na maior agitação das moléculas de um corpo ou de uma substância através de um processo físico. Não importa o estado físico do corpo: o mesmo pode ser sólido, líquido ou gasoso. Todos eles são constituídos de moléculas; essas, por sua vez, mantêm-se em um movimento vibratório contínuo. Com a aplicação de qualquer um dos processos físicos vistos acima, aumenta-se essa agitação.

Nos gases esses movimentos das moléculas são desordenados, havendo uma sucessão de choques de umas com as outras e dessas com as paredes do recipiente e, em conseqüência, é liberta-da energia na forma de calor. Nos líquidos também temos o mesmo movimento vibratório desordenado, porém o número de choques é bem maior, pelo fato de u'a molécula estar mais próxima da outra. Nos sólidos cada molécula ocupa uma posição praticamente fixa, porém executando o movimento vibratório em torno dessa posição. Daí podemos concluir que o calor é a energia vibratória ou cinética contida nas moléculas de um certo corpo. Quanto maior a agitação ou movimento vibratório, maior será o calor gerado por esse corpo. Isso, por sua vez, depende do efeito físico a que as moléculas são submetidas.

1.2 — Que é temperatura ?

A temperatura em um corpo é uma condição ou estado físico do mesmo que pode alterar-se devido ao recebimento ou perda de calor. Colocando-se uma barra de ferro quente dentro de um recipiente contendo água fria, após um certo

---

(1) Como sabemos, calor é uma forma de energia e energia não se cria, mas sim se transforma em outro tipo de energia. Por exemplo um forno elétrico: esse forno transforma energia elétrica em energia térmica ou calorífica. Na descrição, onde aparece a expressão "gerador de calor", entenda-se conversor ou transformador de calor.

(2) No campo da Física podemos definir um corpo como sendo uma porção de matéria, com forma geométrica definida, que contém massa e ocupa lugar no espaço.

* **Lab. de Telecomun. e Micro-Ondas da S.A. Philips — Divisão INBELSA**

tempo verifica-se que o ferro fica mais frio e que a água torna-se mais quente. Quando a barra de ferro entra em contacto com a água, parte do seu calor passa para esta. Esse processo continua até os dois corpos ficarem com a mesma temperatura. Assim, podemos chegar à seguinte conclusão: se dois corpos (iguais entre si) recebem a mesma quantidade de calor, podemos dizer que estão com o mesmo nível de temperatura; por outro lado, se um recebe mais calor do que o outro, seus níveis de calor são desiguais. Concluímos então que a temperatura de um corpo é a grandeza comparativa da temperatura desse corpo em relação à temperatura de outro corpo tomado como padrão. Portanto, a temperatura de um corpo é a propriedade com que se compara se o mesmo está ou não em equilíbrio térmico com outro corpo, tomado como referência. Podemos dizer que o calor é um efeito físico e a temperatura é a grandeza que mede ou compara esse efeito.

1.3 — Equilíbrio térmico

Quando colocamos em contacto dois corpos com temperaturas diferentes, sendo um quente e outro frio, de início suas propriedades termométricas variam durante algum tempo, mas a partir de um certo momento elas permanecem constantes. Dizemos então que os corpos atingiram seus equilíbrios térmicos, ou seja, os corpos estão com a mesma temperatura. Daí podemos chegar à seguinte conclusão: se um corpo A está em equilíbrio térmico com um corpo B, e este, por sua vez, está em equilíbrio térmico com um corpo C, A e C também estão em equilíbrio térmico entre si, ou seja, os três corpos estão com a mesma temperatura. Essa propriedade é fundamental e, através dela, com os três itens acima, podemos estabelecer o princípio de funcionamento dos dissipadores de calor.

1.4 — Transmissão de calor

Quando dois corpos possuem temperaturas diferentes ou mesmo quando isso ocorre só com uma parte de um dos corpos, por exemplo a diferença de temperatura entre os extremos de uma barra de ferro, a experiência nos mostra que há uma tendência natural e expontânea de transferência de calor de um corpo para outro ou da extremidade mais quente para a mais fria. Essa transferência se processa até as temperaturas se igualarem, isto é, até se alcançar o equilíbrio térmico.

A transmissão de calor de um corpo para outro se processa através de três formas distintas: por condução, por convecção ou por irradiação. Colocando-se a chama de um maçarico em uma das extremidades de uma barra de material condutor qualquer, o calor se transfere da chama para a barra; isso provoca u'a maior vibração das moléculas que estão na extremidade aquecida ou próximas a esta. Devido ao aumento de temperatura, aumenta sua vibração e, em conseqüência, elas se chocam com maior intensidade e um número de vezes maior com as moléculas vizinhas, transferindo-lhes calor. Da mesma forma, estas moléculas passam energia calorífica para as seguintes, havendo em conseqüência uma transferência de energia em cadeia, de u'a molécula para outra. Assim, o calor se propaga ao longo da barra, indo de um extremo ao outro, através das moléculas que constituem a barra. Esse movimento é sempre na direção da chama para o extremo oposto, como podemos observar na fig. 1.

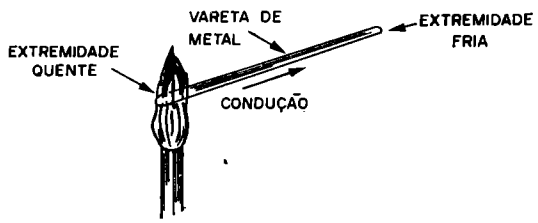


Figura 1
Transferência de calor por condução, através de um meio material sólido.

No processo de transferência de calor por condução o calor se propaga, mas as moléculas mantêm-se fixas em torno de um certo eixo vibratório, ou seja, é um processo de transferência de calor de molécula para molécula.

O processo de transferência por convecção, por sua vez, consiste na transferência de calor pelo deslocamento de moléculas da parte mais quente para a parte mais fria, tendendo com isso igualar as diferenças de temperatura. Esse processo é mais comum nos líquidos e nos gases, daí se explicando a ebulição da água, como vemos na fig. 2, e também as chamadas curvas de convecção nas regiões muito quentes. Como vemos, nesse processo o calor é transferido juntamente com as moléculas.

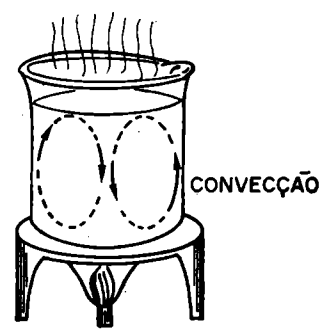


Figura 2
Transferência de calor por convecção, através de um meio líquido ou gasoso.

TABELA I

CONDUTIBILIDADES TÉRMICAS (em cal/seg.cm °C)			
GASES E VAPORES	**1**	**MATERIAIS DIVERSOS**	**4**
Hidrogênio	0,000 44	Alvenaria	0,0010 a 14
Hélio	0,000 36	Concreto	0,0022 a 31
Ar seco	0,000 061	Vidraça	0,0020 a 24
Éter	0,000 0353	Madeira (pinho)	0,000 31
		Gelo	0,0022 a 50
LÍQUIDOS	**2**	Seda em fibra (120 kg/m³)	0,000 075
		Seda (tecido)	0,000 22
Água	0,001 43	Granito	0,0070
Benzeno	0,000 361	Areia seca	0,000 78
Querosene	0,000 303	Crosta terrestre	0,0040
Mercúrio	0,021	Grafite	0,403
Alumínio (a 700°C)	0,22		
SÓLIDOS METÁLICOS	**3**	**ISOLANTES TÉRMICOS**	**5**
Platina	0,166	Terra de infusórios (54 kg/m³)	0,000 092
Prata	0,974	Lã pura (90 kg/m³)	0,000 086
Cobre	0,92	Lã de vidro (300 kg/m³)	0,000 10
Ferro forjado	0,18	Cortiça	0,000 13
Alumínio	0,547		
Hg (a —100°C)	0,086		

A terceira forma de transferência de calor é por irradiação. Nesse processo não há necessidade de meios moleculares para a realização da transferência de calor. O calor passa do corpo mais quente para o mais frio sem que haja meios materiais entre os corpos. É dessa forma que chega até nós o calor irradiado pelo Sol, pois nos espaço que separa o Sol da Terra não há substâncias moleculares que sirvam de meios de transferência de calor por condução ou por convecção. Conclui-se que o calor é transferido, neste caso, por irradiação, como vemos na fig. 3.

A energia calorífica contida no corpo se transforma primeiramente em energia radiante, que não necessita de meios materiais para propagar-se de um ponto a outro. Essa energia irradiada se baseia no mesmo princípio da irradiação da luz ou das ondas eletro-magnéticas no espaço livre. A energia radiante, ao ser absorvida por outro corpo (por exemplo a Terra), quando recebida e absorvida por um corpo, volta a ser transformada em calor, isto é, no seu percurso entre a fonte que a irradiou e o corpo que a recebeu, nenhuma percela de energia radiante transformou-se em calor.

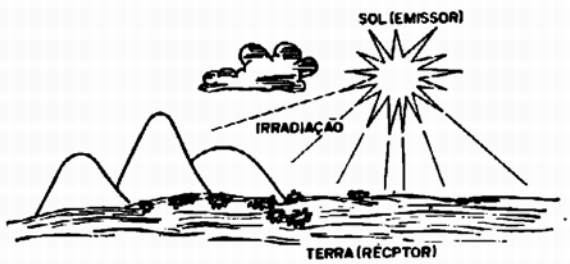


Figura 3

Transferência de calor por irradiação, através de um meio imaterial (vácuo).

1.5 — Isolante térmico

A condutibilidade térmica não é igual para todos os elementos. Os metais, em geral, como a

prata e o cobre, são bons condutores de calor. Os líquidos e os gases dependem das condições físicas a que são submetidos; podem ser bons ou maus condutores; em geral são do grupo intermediário, como podemos ver na Tabela I (colunas 1 e 2). Geralmente os elementos que são bons condutores de eletricidade também são bons condutores de calor.

A classificação dos materiais como bons ou maus condutores depende da capacidade que os mesmos têm de transferir calor. Na Tabela I (colunas 1 a 4) temos diversos elementos que chamamos de condutores e que são os elementos que deixam passar maior quantidade de calor (calorias) em função do tempo (segundos), através da secção reta do seu diâmetro (centímetros). Por exemplo, comparando-se a prata com o cobre, nas mesmas condições, vamos notar que a prata deixa passar 0,974 cal/seg/cm °C, ao passo que o ferro só deixa passar 0,18 cal. Os isolantes, como são vistos na coluna 5 da Tabela I, geralmente são sólidos amorfos, como substâncias simples ou nos seus estados de agregação, assim como o vidro, a lã de vidro, a madeira e o amianto, o isopor, etc. São todos bons isolantes térmicos. Dessa forma, a substância ou aglomerados dela são más condutoras térmicas, podendo ser utilizados como isolante térmico; são corpos que dificultam a transferência de calor por condução.

Qualquer isolante térmico sólido impede também a propagação de calor por convecção, o mesmo não acontecendo com os líquidos e gases. Quanto ao calor transmitido por irradiação, podemos concluir que:

a) as superfícies pretas polidas ou não, quando recebem radiação calorífica, absorvem-na e aquecem a superfície; as superfícies enegrecidas absorvem cerca de 97% da energia recebida; se a superfície for bem polida chega próximo de 100%, como podemos ver na Tabela II;

b) nas superfícies brancas ou nos metais com as superfícies polidas, as ondas caloríficas incidentes quase não são absorvidas;

c) as superfícies que têm propriedades de absorverem calor facilmente também perdem ou liberam com a mesma facilidade, isto é, podem ser boas receptoras ou transmissoras de calor, dependendo da posição em que se encontram em relação à fonte de calor; este efeito é recíproco.

Após esta introdução podemos passar ao estudo dos dissipadores de calor.

TABELA II

ABSORÇÃO DE CALOR	
MATERIAL	ABSORÇÃO EM %
Superfície preta polida	≅ 100
Madeira polida	≅ 80
Cobre oxidado	≅ 75
Gelo	≅ 63
Ferro polido	≅ 28
Superfície branca polida	≅ 18
Cobre polido	≅ 10
Espelho polido ideal	≅ 0

2. APLICAÇÃO DOS DISSIPADORES DE CALOR

2.1 — Dissipadores

Após o estudo preliminar das fontes geradoras de calor, de suas grandezas e de suas propriedades, passemos ao estudo e ao uso dos dissipadores de calor, na vida prática.

No campo da Eletrônica, especificamente, sempre que realizamos um trabalho geramos ou produzimos calor. Por exemplo, quando usamos uma válvula ou transistor como amplificador, além da ação de amplificar também é liberado calor. Os diodos usados com retificadores, tanto em estado sólido ou a vácuo, ao deixarem passar corrente também liberam calor. Daí vem a expressão muito usual no campo da Física, que "todo trabalho produz calor". As válvulas termoiônicas, pelo fato de serem constituídas com outro material, diferente dos usados em semicondutores, e por serem bem mais robustas, suportam temperaturas muito elevadas. O anodo de uma válvula usada em amplificador de potência pode chegar acima de 300°C, sem danificá-la. Com os semicondutores em geral o mesmo não acontece. Devemos tomar o máximo cuidado com a temperatura de operação dos mesmos, principalmente com a temperatura de junção, que nunca deve ultrapassar um certo valor, acima do qual há o perigo de danificação do semicondutor.

2.2 — Temperatura da junção

Os semicondutores em geral são formados por dois ou mais elementos dopados de duas maneiras diferentes, formando portanto dois elementos, um do tipo N e outro do tipo P. Da associação dos dois temos o diodo.

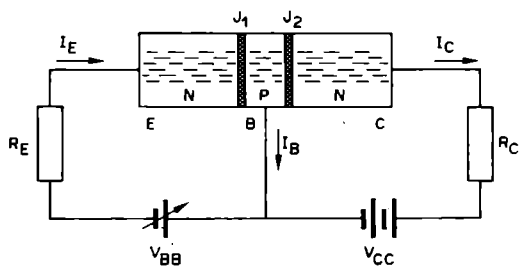


Figura 4

Temperatura da junção. J1 = junção emissor-base, polarizada diretamente, com baixa resistência. J2 = junção base-coletor polarizada inversamente, com alta resistência.

O transistor também é constituído por dois tipos de elemento, sendo que um deles entra em duplicata. O transistor da fig. 4 é constituído por dois elementos do tipo N (emissor e coletor) e um do tipo P (base), formando um transistor do tipo NPN. O ponto onde se dará a união dos elementos chama-se junção. Na fig. 4, por exemplo, no ponto de união do elemento N (emissor) com o elemento P (base), forma-se a junção J1. A união da base com o coletor forma a junção J2. Na junção, a resistência de contacto é diferente da resistência dos dois materiais que formam a junção, ou seja, há uma descontinuidade da resistência dos materiais. A resistência da junção é bem maior em relação à resistência dos materiais que estão em contacto.

No transistor da fig. 4, por exemplo, se polarizarmos corretamente e variarmos a tensão da junção base-emissor (V_{BB}), haverá um aumento na corrente que circula do emissor para o coletor, através da base, pela fato da resistência da junção base-emissor ser maior que a do material. Nessa região há u'a maior dissipação de calor, ou seja, há um aumento na temperatura (3). Essa temperatura é conhecida como temperatura da junção (T_J).

O mesmo ocorre na junção base-coletor, mas nesta a temperatura é bem maior. Pelo fato dessa junção ser polarizada inversamente, sua resistência é muito maior que a da junção emissor-base. Na prática, não podemos medir essa diferença, pelo fato de estar bem próxima uma da outra, não sendo possível isolá-las termicamente.

A temperatura da junção, como podemos perceber, é gerada dentro do invólucro do transistor e não temos acesso à mesma. A temperatura que sentimos, ao tocarmos no transistor em funcionamento, é a temperatura do invólucro ou carcaça, e não a da junção. A temperatura da junção é bem maior que a temperatura do invólucro do transistor (T_C). Essa diferença, em alguns casos, é da ordem de 100°C, dependendo da potência dissipada pelo transistor e do coeficiente de irradiação da junção para o meio ambiente.

Os fabricantes de transistor indicam, nos manuais técnicos, a máxima temperatura admissível na junção, que nunca deve ser ultrapassada com o transistor ou o diodo em funcionamento. A temperatura sempre tende a aumentar, mas o

(3) A potência ou trabalho térmico é definida como sendo $P = I^2 \cdot R$; mantendo a corrente constante e aumentando a resistência, a temperatura aumenta na mesma proporção.

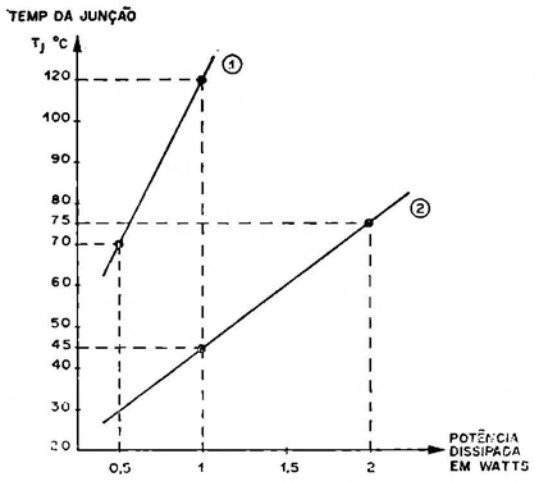


Figura 5

Influência do dissipador na temperatura da junção. (1) — Temperatura da junção em função da potência, sem uso de dissipador. (2) — Temperatura da junção da função da potência, usando um dissipador de alta eficiência.

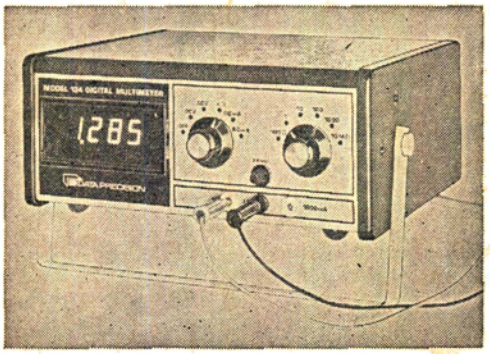
projetista deve aplicar uma solução capaz de manter constante a temperatura da junção; ou estabilizamos eletricamente, ou aplicamos um meio de remover o calor gerado na junção, transferindo-o para o meio ambiente. Esse dispositivo é chamado dissipador de calor. Com isso aumentamos a vida útil do transistor. Assim sendo, se utilizarmos um dispositivo que permita reduzir a temperatura de operação da junção, podemos fazer com que o mesmo dissipe maior potência e tenha uma temperatura da junção mais baixa que a máxima temperatura permissível. Com isso o transistor trabalha em melhores condições e não há perigo de danificá-lo, aumentando sua vida útil de trabalho.

Na fig. 5 demonstramos, através de um gráfico, como o uso de dissipador de calor pode afetar a temperatura da junção de um transistor. Por exemplo, se a temperatura máxima permissível da junção de um transistor fosse de 120°C, este não poderia dissipar a potência de 1 W sem o uso de um dissipador de calor, pois neste caso a temperatura da junção ultrapassaria o valor máximo permitido. Por outro lado, o uso de um dissipador de calor apropriado poderia, por exemplo, permitir que o mesmo dissipasse 2 W, com a temperatura da junção bem abaixo da máxima permitida, que no nosso exemplo é de 75°C, ou seja, 45°C abaixo, enquanto que a potência dissipada seria o dobro.

(continua no próx. número)

MULTIMETRO DIGITAL LABO

DATA PRECISION



* INDICAÇÃO EM 3 1/2 DIGITOS * RESOLUÇÃO DE 0.05% * POLARIDADE AUTOMÁTICA * 22 FAIXAS DE MEDIÇÃO * A PROVA DE SOBRECARGA * MEDE VOLTAGENS CA. E CC. DE 1mV. ATÉ 1.500V. * CORRENTES CA. E CC. DE 0.001mA. ATÉ 2A. * RESISTORES DE 0.1 OHM ATÉ 20 MEGAOHMS.

*

LABO IND. DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA.
Rua Madeira, 28 — Canindé — Capital — São Paulo
Telefone: 228-0224

PEÇAS

TELEFUNKEN

TELEFUNKEN

LINHA COMPLETA DE PEÇAS ORIGINAIS INFORMAÇÕES TÉCNICAS GRATUITAS

SERVIÇO AUTORIZADO

T. OZIMA

Rua Guaicurús, 48 e 54 — V. Pompéia
Fones: 65-3418 — 65-8412 — 65-1266
São Paulo — SP

NOSSA CAPA

Objetivando auxiliar as indústrias eletrônicas nacionais na solução do problema premente, com os quais se defrontam na procura de componentes de alta qualidade que sejam manufaturados em nosso país, a ALFATRONIC, IMPORTAÇÃO, EXPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA. (Av. Rebouças, 1498 — S. Paulo) vem se destacando no mercado atacadista de componentes eletrônicos pela alta qualidade dos produtos comercializados, e pelo elevado padrão de atendimento técnico-comercial oferecido.

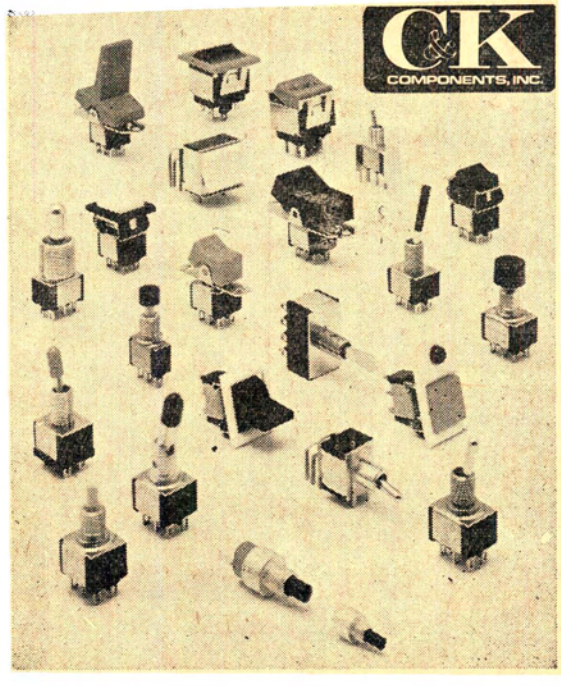
Aproveitando o ensejo da realização da Sétima Feira da Eletro-Eletrônica, a ser realizada de 16 a 25 de julho próximo, no Palácio das Exposições do Parque Anhembi — São Paulo — lança no mercado brasileiro extensa linha de interruptores miniatura, sub-miniatura e micro-miniatura, produzidos no Brasil sob supervisão da C&K Components Inc. — U.S.A., empresa de renome mundial na fabricação de interruptores miniatura, aliando elevada confiabilidade à alta qualidade de seus produtos.

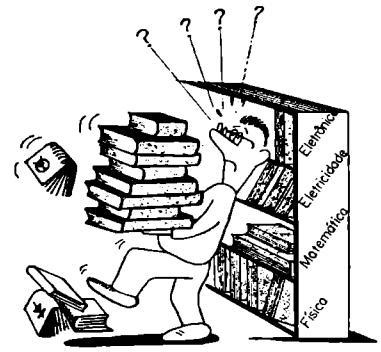
Contando com modernos equipamentos de produção e controle de qualidade, que garantem padrão técnico similar ao dos produtos importados, a Alfatronic vem merecendo a preferência no setor por parte das indústrias que, sistematicamente, incorporando aos seus equipamentos componentes de elevada confiabilidade, podem garantir seu desempenho e excelência.

Assim, mais uma empresa tipicamente nacional se alia ao movimento de nacionalização de componentes eletrônicos, oferecendo ao mercado interruptores que, apesar de apresentarem reduzidas dimensões, possuem grande capacidade de corrente, vida útil a plena carga da ordem de centenas de milhares de operações, sem falhas, e custo reduzido.

Através de seu Departamento de Informações, Consultoria e Aplicações, contando com equipe técnica de alto gabarito, a Alfatronic tem o máximo prazer em atender quaisquer consultas por parte de indústrias que solicitem orientação para a escolha mais econômica de interruptores que satisfaçam suas especificações técnicas.

Na foto podem ser vistos alguns modelos dentre as centenas de tipos disponíveis.





LIVROS EM REVISTA

ELETRICIDADE DE AUTOMÓVEIS

Autor: F. Niess e outros. **Idioma:** português. **Formato:** 15 × 21 cm. **Número de páginas:** 64. **Preço atual:** Cr$ 38,00.

Se na estrada fundir o motor do seu carro, ou quebrar um eixo ou o cardan, então não adianta: é necessário mesmo chamar um guincho. Mas se for uma vela suja, ou um fio solto ou ainda um relé encrencado, então você, como "entendido" em rádio e eletricidade, vai querer pôr o carro novamente em movimento sem depender de ajuda dos outros. Só então começará a se interessar pela instalação elétrica do seu carro e pode muito bem acontecer que você perca bastante tempo para descobrir o defeito, pois os seus conhecimentos gerais sobre a eletricidade no automóvel são superficiais demais para diagnosticar rapidamente.

Neste caso, então, o livro mencionado acima é de grande valia. Em poucas palavras, acompanhadas de desenhos muito bem feitos e diagramas coloridos, é descrita toda a instalação elétrica de um carro, da luz de estacionamento até o motor de arranque. Não se trata de um estudo profundo, mas o leitor saberá porque existe o componente, como funciona e o que acontece quando falhar. A linguagem é simples e precisa e os desenhos, em grande parte coloridos, facilitam muito a compreensão da matéria. No fim do livro constam ainda os diagramas de ligações de alguns carros nacionais, entre outros do Volkswagen.

ELECTRONICA BASICA

Autores: engenheiros da RCA. **Idioma:** espanhol. **Número de páginas:** 610. **Formato:** 16 × 22 cm. **Preço atual:** Cr$ 312,00.

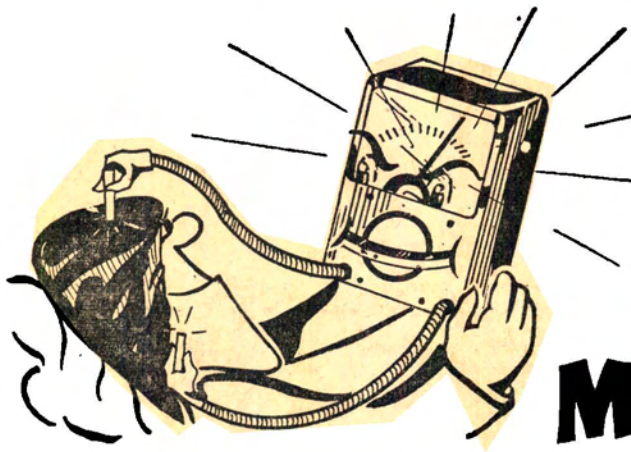
O sub-título da obra "Curso Programado de Circuitos" indica que esta obra foi elaborada fundamentando-se nos modernos princípios da psicologia educativa. É o leitor — ou aluno — que gradua o avanço de seus conhecimentos através de uma auto-valuação. Cada parágrafo do livro chama-se "tema" e a maior parte deles exige que o leitor participe ativamente, completando corretamente frases ou selecionando a resposta correta entre um grupo de quatro a seis sujestões ou então resolvendo problemas intercalados no texto. Seguindo criteriosamente esta mecânica, o leitor adquirirá em pouco tempo os conhecimenntos básicos do vasto campo da Eletrônica.

A primeira parte do livro dará ao leitor uma visão completa sobre circuitos eletrônicos. Posteriormente o estudo se aprofunda na eletricidade e, uma vez conseguida a preparação adequada, o estudo passa à Eletrônica fundamental.

O texto foi programado pelo RCA INSTITUTES, uma subsidiária da RCA, tendo sido traduzido para o espanhol por Emilio R. Ros.

Os "temas" abordados são: Introdução à eletricidade e à eletrônica. Princípios dos sistemas de comunicação. A linguagem eletrônica: símbolos esquemáticos e códigos de cores. Teoria eletrônica e a corrente elétrica. Circuitos eletrônicos simples, a Lei de Ohm. As baterias na eletrônica. Resistência e resistores. Circuitos de corrente contínua. Divisores de tensão e potenciômetros. Magnetismo e eletro-magnetismo. Teoria dos medidores de corrente contínua. Geradores e transformadores. A corrente alternada. A indutância. A capacitância. Circuitos de corrente alternada.

Ω



TESTE VOCÊ MESMO

1) Quando um receptor super-heteródino, cuja freqüência intermediária é de 455 kHz, sintoniza uma estação na freqüência de 1 000 kHz, seu oscilador local opera numa freqüência de:

- ☐ a) 455 kHz
- ☐ b) 1 455 kHz
- ☐ c) 545 kHz
- ☐ d) 1 000 kHz

2) Quando um receptor super-heteródino, cuja freqüência intermediária é de 465 kHz, sintoniza uma freqüência de 650 kHz, a freqüência imagem é de

- ☐ a) 1 105 kHz
- ☐ b) 1 115 kHz
- ☐ c) 1 580 kHz
- ☐ d) 185 kHz

3) O processo de se anular os efeitos da realimentação nos amplificadores de FI dos receptores super-heteródinos recebe o nome de:

- ☐ a) compensação
- ☐ b) neutralização
- ☐ c) detectora
- ☐ d) desacoplamento

4) Entre a última etapa amplificadora de freqüência intermediária e a primeira etapa amplificadora de áudio de um receptor super-heteródino, encontramos a etapa:

- ☐ a) de saída de áudio
- ☐ b) conversora
- ☐ c) da fonte de alimentação
- ☐ d) detectora

5) Os receptores de rádio em que parte do sinal amplificado é reaplicada à entrada do circuito recebem o nome de:

- ☐ a) heteródinos
- ☐ b) regenerativos
- ☐ c) receptores de cristal
- ☐ d) super-heteródinos

6) A função de assegurar um volume de som mais ou menos constante na saída, independentemente das variações do sinal de entrada de um receptor, é exercida por qual etapa ?

- ☐ a) conversora
- ☐ b) de controle automático de ganho
- ☐ c) detectora
- ☐ d) de saída de áudio

RESPOSTAS

1) b 2) c 3) b 4) d 5) b 6) b

REVISTA MONITOR

DE RÁDIO E TELEVISÃO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

R. Timbiras, 263 - Fone: 220-7422 - C.P. 30 277 - S.P.

Propriedade do

INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR S.A.

Diretoria:

ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:

OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:

HELOISA HELENA P. HUFF

Desenhos:

VERA LUCIA DE MELLO

Consultor Permanente:

NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisão Técnica:

Engº ADALBERT W. MIEHE

Contacto:

CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:

Álvaro D. Moraes Filho
Álvaro Ribeiro
Aquilino R. Leal
Fabio Serra Flosi
Francisco Bezerra Filho
Gale Salmon
Humberto de A. Pellizzaro
FORD
IBRAPE
RCA

Produção Gráfica:

TIPOGRÁFIA AURORA S.A.
Rua Gal. Couto Magalhães, 396

Distribuidores exclusivos:

FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 — ZC-11
RIO DE JANEIRO — RJ.

Publicidade:

MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.

Rua dos Timbiras, 257 — Telefone: 220-7422
Caixa Postal, 30 277 — SÃO PAULO - SP

CIRCULAÇÃO

Publicação mensal que circula em todo o País, Portugal e Províncias Ultramarinas.

Tiragem: 23.000 exemplares

ASSINATURAS

1 ano	Cr$	106,00
2 anos	Cr$	206,00

Índice dos anunciantes

Alfatronic	28
Atlas	11
Begli	10
Bernardino & Migliorato	22, 55
Bravox	2ª capa
Cardeal	16
Ce-Cap	12
C. Divulgação Pinheiros	21
Ceteisa	45
Cinemax	13
Cipael	12, 46
Constanta	19
Dallem	21
Dalvox	55
Datatronix	23, 77
Delta	6
Deselectron	27
Douglas	37
Electra	26
Elgotronic	75
Filcres	65, 66, 67, 68, 69
Icotron	92
Idim	83
Incson	25
Inctest	17
Instituto Monitor	64
Kasval	24
Kron	77
Kung	28
Labo	26, 90
Litec	20, 46
Mario T. Yoshitani	28
Novik	7
Otto & Tercilio	46
Philco	4ª capa
Philips	15
Radiotécnica Aurora	8, 14, 36, 55
Renz	46
Repil	2, 3, 4, 5
Rudi	22
Solhar	18
Stereotec	9
Stevaux	24
Tese	35
TMK	11
T. Ozima	90
Transistécnica	1
Whinner	63
Willkason	3ª capa

Monitor

REVISTA MONITOR
de Rádio e Televisão

Nº 338
ANO XXIX
JUNHO
1976

REGISTRO
336. P. 208/73
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

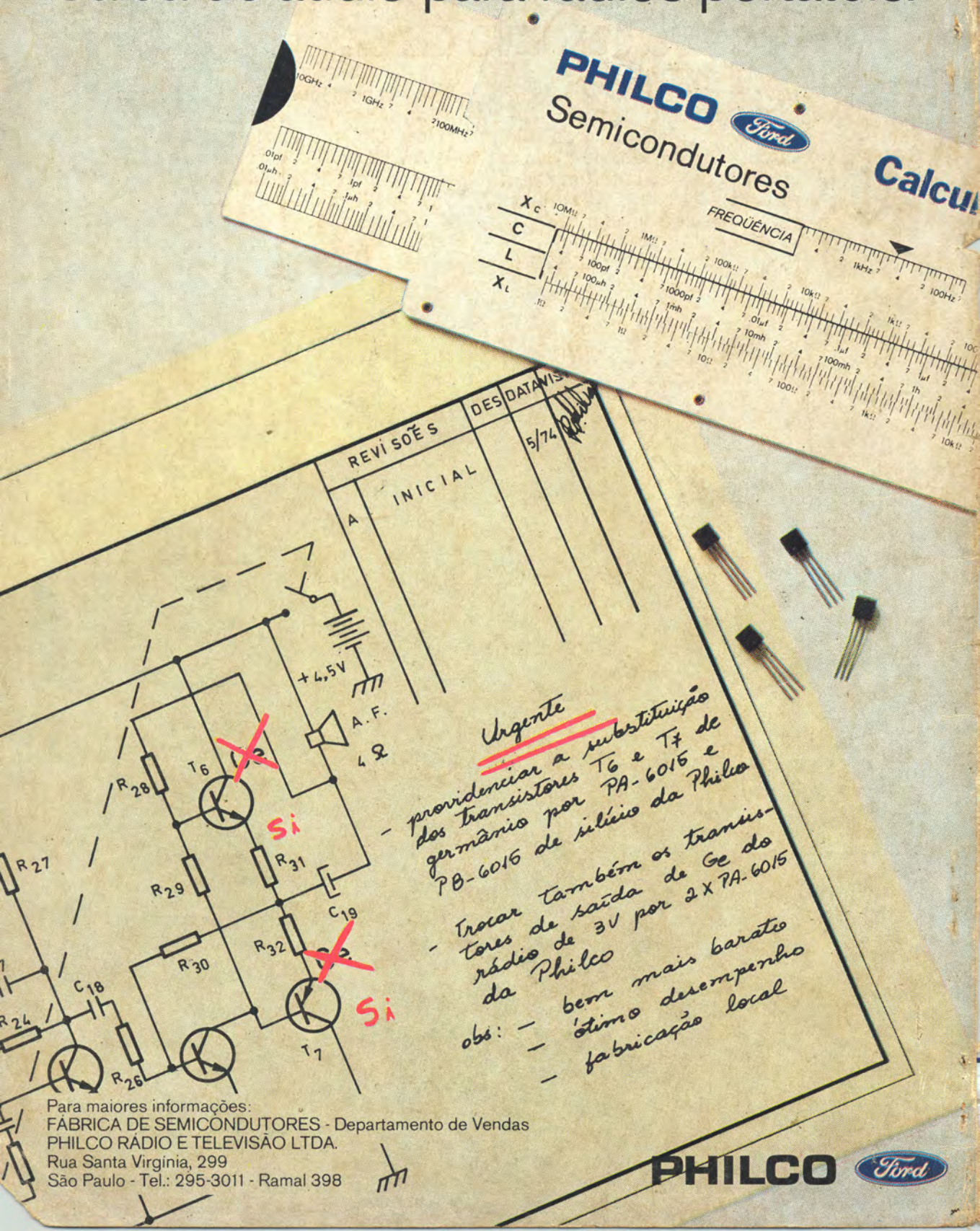
Sumário

Órgão Eletrônico de 6 Oitavas	29
Retenção Digital em Osciloscópios	38
Carregador Automático para Baterias Especiais	47
O DIAC no Gatilhamento de Tiristores — Conclusão	51
Ressonadores de Cavidade	56
Bancada de Serviço: Recepção Deficiente em Ondas Curtas	60
Telecomunicações em Pauta — VI — Quadripolos	70
O Brasil nas Telecomunicações por Satélite	76
Interferências Eletro-Magnéticas em Auto-Rádios	78
Noticiário Industrial	84
Dissipadores de Calor	85
Nossa Capa	91
Livros em Revista	93
Teste Você Mesmo	94

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA.
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade do anunciante.

Finalmente em Silício

Saída de áudio para rádios portáteis.



Para maiores informações:
FÁBRICA DE SEMICONDUTORES - Departamento de Vendas
PHILCO RÁDIO E TELEVISÃO LTDA.
Rua Santa Virgínia, 299
São Paulo - Tel.: 295-3011 - Ramal 398

PHILCO Ford